

**VŠB – Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra telekomunikační techniky**

**Návrh a realizace stabilních generátorů harmonických signálů
Design and Realization of Stable Generators of Harmonic
Signals**

Zadání diplomové práce

Student: **Bc. Jan Vrána**

Studijní program: N2647 Informační a komunikační technologie

Studijní obor: 2612T059 Mobilní technologie

Téma: **Návrh a realizace stabilních generátorů harmonických signálů**
Design and Realization of Stable Generators of Harmonic Signals

Zásady pro vypracování:

1. Analyzujte obvodová řešení generátorů harmonického signálu se zvýšenou teplotní a dlouhodobou stabilitou frekvence a amplitudy výstupního signálu.
2. Navrhněte a experimentálně ověřte realizaci generátoru se spínanými kondenzátory vhodného pro měřicí účely.

Seznam doporučené odborné literatury:

VEDRAL, Josef; FISCHER, Jan. *Elektronické obvody pro měřicí techniku*. Praha : Vydavatelství ČVUT, 1999. 340 s. ISBN 80-01-01950-0. [kniha]

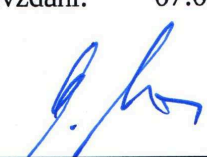
Vlastní literární rešerše k řešené problematice.

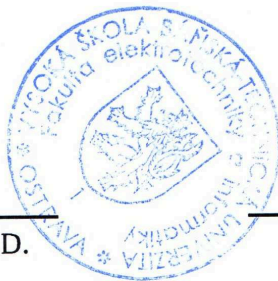
Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.


Vedoucí diplomové práce: **Ing. Zdeněk Tesář**

Datum zadání: 01.09.2013

Datum odevzdání: 07.05.2015


doc. Ing. Miroslav Vozňák, Ph.D.
vedoucí katedry

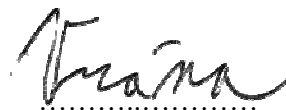



prof. RNDr. Václav Snášel, CSc.
děkan fakulty

Prohlášení studenta

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.

Dne: 02.05.2015

A handwritten signature in black ink, appearing to read 'Tráma', written over a dotted line.

Poděkování

Rád bych poděkoval Ing. Zdeňku Tesařovi za odbornou pomoc a konzultaci při vytváření této diplomové práce.

Abstrakt

Diplomová práce se zabývá návrhem stabilního generátoru harmonického signálu. Základní zapojení generátoru signálu vychází ze zapojení dvou operačních zesilovačů, které jsou zapojeny jako integrátor a komparátor. Rezistor na vstupu integrátoru byl nahrazen technologií spínaných kapacitorů, aby byl obvod laditelný na základě řídicí frekvence. V práci je uvedeno i měření, kdy se měřily vlastnosti operačních zesilovačů, aby byl použit pro danou funkci ten neoptimálnější. Dále je v práci popsán návrh filtru a volba konkrétního filtru od firmy MAXIM, který také využívá technologii spínaných kapacitorů. Tím byla dosažena celková přeladitelnost obvodu. Celé zapojení bylo po odzkoušení na nepájivém poli navrženo na desku plošných spojů. Cílem práce bylo dosažení dlouhodobé stability a teplotní nezávislosti celého obvodu. Na tuto podmínku se vždy nahlíželo při volbě konkrétních řešení. V práci je obsaženo i několik výstupů z konkrétních měření.

Klíčová slova

deska plošných spojů, filtr, generátor harmonických signálů, integrátor, invertor, komparátor, Maxim, nepájivé pole, omezovač napětí, operační zesilovač, oscilátor, proudový zdroj, spínaný kapacitor, stabilizátor napětí, zdroj referenčního napětí

Abstract

Master thesis is dealing with the design of stable generators of harmonic signals. The basic involvement of the periodic generator comes out of involvement of two operational amplifiers, which are integrated in the function of integrator and comparator. The resistor which is located at the input of the integrator was replaced by the technology which is using switched capacitors in order that the circuit could be debugged. In this thesis the measurement of the qualities of the operational amplifier was also mentioned and afterwards the most suitable operational amplifier for every single function was selected. Subsequently the design of the filter was described and then the concrete filter Maxim using the switched capacitors technology was chosen as the best one for this place. Thanks to that the circuit can be completely debugged. The whole involvement was tested on the breadboard and then it was designed on printed circuit board. The aim of this thesis was to achieve the long-lasting stability of the whole circuit and its independence on the temperature. Finally various outputs of the concrete measurements were described too.

Key words

printed circuit board, filter, periodic generators, integrator, inverter, comparator, Maxim, breadboard, voltage limiter, operational amplifier, oscillator, current source, switched capacitors, linear voltage regulator, reference voltage source

Seznam použitých symbolů

Symbol	Jednotky	Význam symbolu
C	F	Kapacita
C_S	F	Spínaný kapacitor
f	Hz	Frekvence
f_{gen}	Hz	Generovaná frekvence
f_{PRAC}	Hz	Zpracovávaný signál
f_S	Hz	Řídící signál
I	A	Proud
I_{IB}	I	Vstupní klidový proud
I_{IO}	I	Vstupní proudová nesymetrie
R	Ω	Odpor
SR	V/ μ s	Rychlost přeběhu
T	s	Perioda
T_S	s	Perioda spínání
U	V	Napětí
$u_1(t)$	V	Napětí na výstupu integrátoru
U_{IH}	V	Horní výstupní úroveň
U_{IL}	V	Dolní výstupní úroveň
$u_2(t)$	V	Napětí na výstupu komparátoru
U_{2H}	V	Horní výstupní úroveň
U_{2L}	V	Dolní výstupní úroveň
U_{CC}	V	Napájecí napětí
U_{IO}	V	Vstupní napěťová nesymetrie
U_{PP}	V	Rozkmit napětí
U_{SAT}	V	Mezní hodnota napětí pro překlopení úrovní

U_{ZD}	V	Napětí na Zenerově diodě
αI_{IO}	$I/^{\circ}\text{C}$	Teplotní drift proudové nesymetrie
αU_{IO}	$V/^{\circ}\text{C}$	Teplotní drift napěťové nesymetrie
τ	s	Časová konstanta

Seznam použitých zkratek

Zkratka	Anglický význam	Český význam
ARC	Active filter	Aktivní filtr
CMOS	Complementary Metal–Oxide–Semiconductor	Doplňující se kov-oxid-polovodič
DPS	Printed circuit board	Deska plošných spojů
IO	Integrated circuit	Integrovaný obvod
LED	Light-Emitting Diode	Dioda emitující světlo
MOS	Metal Oxide Semiconductor	Polovodič s vrstvou kysličníku Křemíku
OZ	Operational amplifier	Operační zesilovač
RLC	Involvement resistor, inductor and capacitor	Zapojení rezistoru, cívky a Kondenzátoru
SC	Switched capacitors	Spínané kapacitory
TTL	Transistor-transistor-logic	Tranzistorově-tranzistorová logika
ZD	Zener diode	Zenerova dioda

Obsah

1	Úvod.....	1
2	Operační zesilovač.....	2
2.1	Základní zapojení OZ.....	3
2.1.1	Komparátor.....	3
2.1.2	Invertor	4
2.1.3	Integrátor	4
2.2	Vlastnosti OZ	5
2.2.1	Statické parametry OZ	5
2.2.2	Dynamické chyby komparátoru OZ a jejich korekce.....	7
2.3	Ochrana zapojení s OZ.....	9
3	Teorie generátorů periodického signálu	10
3.1	Základní uspořádání funkčního generátoru.....	10
3.2	Příklad zapojení funkčního generátoru	12
4	Technologie spínaných kapacitorů	14
4.1	Činnost SC	14
4.2	Druhy základních způsobů zapojení SC.....	14
4.3	Výhody a nevýhody náhrady rezistoru obvodem SC.....	16
5	Omezovače napětí.....	17
5.1	Antisériové zapojení Zenerových diod	17
5.2	Symetrický omezovač	18
6	Stabilizátory napětí.....	19
6.1	Integrované stabilizátory	21
7	Teorie filtru.....	22
7.1	Výpočet vlastností filtru	23
8	Návrh konkrétního zapojení	25
8.1	Základní zapojení generátoru periodických signálů.....	25
8.1.1	Výpočet hodnoty rezistorů R_1 a R_2	25

8.1.2	Měření a volba OZ	27
8.1.3	Výpočet zbylých hodnot zapojení	29
8.1.4	Měření funkce základního zapojení	29
8.2	Rozšířené zapojení s použitím zdroje referenčního napětí.....	30
8.2.1	Návrh zdroje referenčního napětí.....	31
8.2.2	Měření správné funkce generátoru se zapojeným U_{ref}	33
8.3	Použití technologie spínaných kapacitorů.....	33
8.3.1	Výpočet hodnoty kondenzátoru pro SC	35
8.3.2	Měření správné funkce	36
8.4	Filtr s SC	37
8.4.1	Měření funkce filtru	38
8.5	Návrh generátorů pulzů.....	39
8.5.1	Integrovaný obvod 555.....	40
8.5.2	Smyčka fázového závěsu s použitím IO 4046.....	41
8.5.3	Zapojení krystalu a děličů	43
9	Realizace na DPS.....	44
9.1	Návrh obrazce plošného spoje.....	44
9.2	Měření sestaveného zapojení na DPS	45
10	Závěr	46
	Použitá literatura	47
	Seznam obrázků	47
	Seznam příloh.....	51

1 Úvod

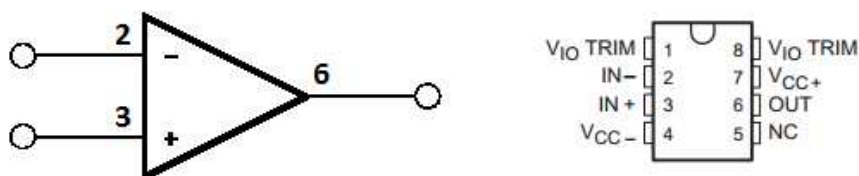
Jak již ze zadání vyplývá, práce měla za úkol navrhnout stabilní generátor periodických signálů. Vycházelo se ze zcela základního zapojení generátoru s operačními zesilovači. Zapojený rezistor na jednom ze zesilovačů byl později nahrazen speciální technologií se spínanými kapacitami. Pro sinusový signál byl v práci navržen filtr s odpovídajícími parametry. V poslední části byl navržen i zdroj pulzů, který byl zdrojem řídicího signálu pro celkové zapojení.

Práce byla rozdělena do několika částí. V první části je uvedena teorie k operačním zesilovačům. Tyto zesilovače se staly ústředním prvkem celé práce a tak bylo potřeba se s nimi podrobněji. V této kapitole jsou rozebrány jejich vlastnosti a následně i některé základní zapojení. Další část práce se pak zabývá teorií ke generátorům obecně. Následují kapitoly o teorii spínaných kapacitorů, teorii omezovačů napětí, stabilizátorů napětí a v poslední řadě i teorie k návrhu potřebného filtru pro sinusový signál. Po těchto teoretických částech následuje praktická část. Ta se nejprve věnuje návrhem základního zapojení s operačními zesilovači ve funkci generátoru signálu. První ze zesilovačů je zapojen jako integrátor a druhý jako komparátor. Na prvním z nich byl nahrazen rezistor za technologii spínaných kapacitorů. Tímto způsobem byla zajištěna laditelnou celého obvodu. Následně bylo potřeba omezit výstup napětí z tohoto zapojení na konkrétní hodnotu. Použila se tedy metoda přepínání mezi referenčním kladným a záporným napětím. Zdroj tohoto napětí je v práci taktéž navržen. V dalším kroku byl pak teoreticky navržen filtr, který z pilového napětí vytvořil napětí sinusové. Z navržených parametrů filtru byl pak zvolen konkrétní filtr od firmy MAXIM, který opět pracuje s technologií spínaných kapacitorů. Tato technologie tedy umožnila jak laditelnost generátoru, tak laditelnost filtru na základě vnější frekvence. Celé zapojení bylo stále závislé na vnější řídicí frekvenci, proto byl navržen i jednoduchý zdroj pulsů, který byl zdrojem této řídicí frekvence. V posledním kroku byla navržena deska plošných spojů a celkové zapojení bylo vyrobeno a odzkoušeno.

Cílem mé práce bylo teoretické popsání použitých technologií a jejich experimentální odzkoušení. Každá aplikace byla změřena a vyladěna pro optimální funkci. Všechny výstupy měření jsou uvedeny v diplomové práci. Byl rovněž vyhotoven výrobek, jehož přesné parametry a finální podoba jsou uvedeny v příloze.

2 Operační zesilovač

Nejprve je potřeba zmínit jednu z nejvíce používaných součástek v této práci a tou je operační zesilovač. Operační zesilovače jsou dnes jedny z nejpoužívanějších součástek. Každý rok se najdou další a další nové aplikace, které je využívají pro nejrůznější účely. Pod pojmem operační zesilovač se rozumí stejnosměrný širokopásmový zesilovač s velkým zesílením. Použitím vhodné zpětné vazby nám umožňuje realizovat lineární i nelineární přenosové funkce. V aplikačních zapojeních se k operačním zesilovačům přidávají různé aktivní i pasivní součástky. Operační zesilovače byly navrženy pro konstrukci obvodu pro matematické operace. Umí toho však daleko víc například v obvodech tvořící kvalitní zesilovače různého určení, oscilátory, regulátory a mnoho jiného. Ze sdělovací techniky jsou to například modulátory, demodulátory a taky směšovače.



Obr. 2.1 - Schématická značka OZ a označení vývodů na jednom z pouzder

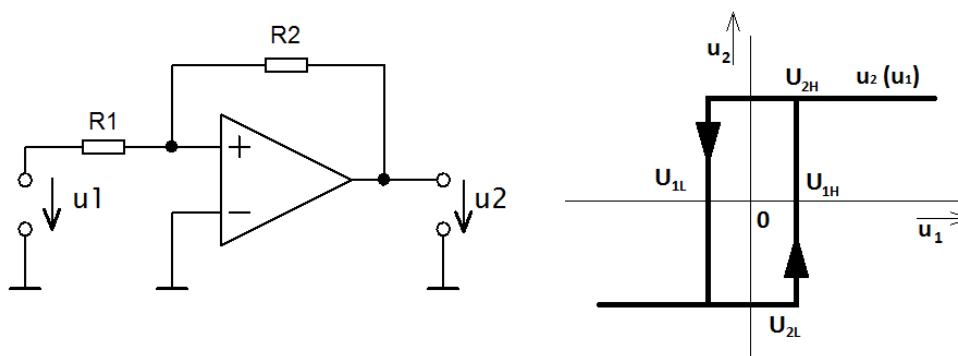
Na obr. 2.1 je znázorněna schématická značka OZ a nejčastěji vyráběné pouzdro. Jsou zde označeny i vývody. Jednotlivé vývody slouží pro:

1. Vývod pro kompenzaci vstupního napětí
2. Invertující vstup, neboť mění znaménko vstupního signálu
3. Neinvertující vstup
4. Záporné napájecí napětí (obvykle -15 V)
5. Vývod pro kompenzaci vstupního napětí
6. Výstup z operačního zesilovače
7. Kladné napájecí napětí (obvykle +15 V)
8. N.C. – nepřipojený vývod

2.1 Základní zapojení OZ

2.1.1 Komparátor

Komparátor představuje jedno ze základních zapojení pomocí OZ. Analogové komparátory jsou určeny k porovnávání napětí nebo proudů. Jejich funkce spočívá v tom, že při určitém vstupním napětí se skokově změní i výstupní. Dalo by se říci, že výstup tak nese jednobitovou informaci které ze dvou přiváděných napětí je větší. Výstupní signál je obvykle slučitelný s TTL, ECL nebo CMOS logikou.



Obr. 2.2 - Neinvertující zapojení komparátoru a přenosová charakteristika

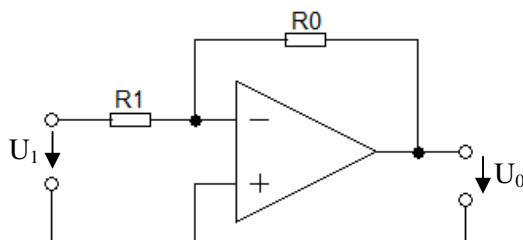
Na obr. 2.2 je znázorněno neinvertující zapojení OZ jako komparátoru. Z přenosové charakteristiky je jasně patrná celková funkce komparátoru. Jestliže bude na vstupu velké napětí $u_1(t)$, bude na výstupu napětí $u_2(t)$. V ten moment se napětí bude rovnat napětí U_{2H} . Při snižování vstupního napětí $u_1(t)$ se po dosažení předem nastavené hodnoty napětí dostane až na úroveň U_{1L} . Po dosažení této hodnoty se výstupní napětí překlopí na hodnotu U_{2L} . Vstupní napětí se začne opět zvyšovat a celý proces se opakuje. Pro nastavení jednotlivých napětí se používají rezistory. Je důležitý pouze jejich poměr. Vztah pro výpočet je popsán vztahy (2.1) a (2.2). [1]

$$U_{1H} = -\left(\frac{R_1}{R_2}\right) \cdot U_{2H} \quad (2.1)$$

$$U_{1L} = -\left(\frac{R_1}{R_2}\right) \cdot U_{2L} \quad (2.2)$$

2.1.2 Invertor

Dalším zapojením je klasický invertor, zobrazený na obr. 2.3. Rozhodujícím činitelem pro velikost výstupního napětí je poměr zpětnovazebního rezistoru R_0 a rezistoru R_1 v invertujícím vstupu.



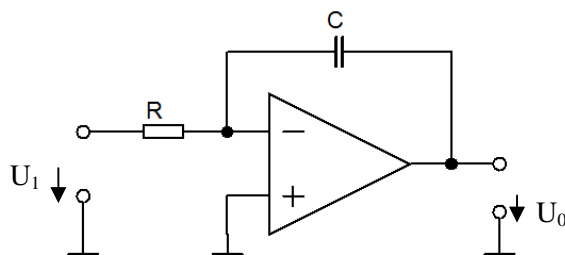
Obr. 2.3 - Invertor

$$U_0 = -\frac{R_0}{R_1} U_1 \quad (2.3)$$

Velikost vstupního napětí je dána vztahem (2.3). V případě, že jsou rezistory stejné, je jejich poměr roven nule. Výstupní napětí je tedy stejné jako vstupní. Při tomto zapojení má však pouze obrácené znaménko. V případě, že chceme mít poměr rezistorů nulový, volíme hodnoty R_0 a R_1 kolem 10 kΩ. [2]

2.1.3 Integrátor

Nejobvyklejší zapojení integračního zesilovače je uvedeno na obr. 2.4. Tento obvod bývá často označován jako Millerův integrátor. Je tomu tak, protože do obvodu zpětné vazby je zapojen kondenzátor. Integrátor provádí matematickou operaci integrování. Napětí na výstupu je tedy integrálem napětí na vstupu. Vstupní proud se vypočítá poměrem mezi $u_1(t)/R$. Z toho plyne, že veškeré proudy tečou do kondenzátoru C . Pro výstupní napětí pak platí $u_0 = -u_C$.



Obr. 2.4 - Integrátor

$$u_0 = -\frac{1}{RC} \int u_1(t) dt - u_0(t=0) \quad (2.4)$$

Pro hodnotu výstupního napětí se běžně uvádí vztah (2.4). Integrační konstanta $u_0(0)$ představuje napětí na kondenzátoru na začátku integrace, tedy v čase $t = 0$. Nastavením RC členu se určuje časová konstanta ($\tau = R \cdot C$) integrátoru, jejíž velikostí se volí rychlost integrace. V obvodu bývá toto zapojení často použito pro generování trojúhelníkových průběhů. Integrátor je zapojen jako invertující. Případný komparátor připojený k tomuto integrátoru musí být tedy také zapojen jako invertující. Tohoto zapojení je dále využíváno při zapojení samotného funkčního generátoru, který je popsán níže. Tato kapitola čerpala z [1], [2], [3], [4].

2.2 Vlastnosti OZ

Ideální vlastnosti operačních zesilovačů jsou pochopitelně rozdílné oproti těm reálným vlastnostem. Ideální vlastnosti jsou: nekonečně velké napěťové a proudové zesílení, nekonečně velký vstupní odpor, nulový výstupní odpor, frekvenční nezávislost a nekonečně velké potlačení součtového signálu (jedná se o signál společný oběma vstupům). Skutečné vlastnosti se však k těmto nikdy nedostanou, pouze se snaží k nim co nejvíce přiblížit. Vlastnosti OZ jsou určeny jejich statickými a dynamickými parametry.

2.2.1 Statické parametry OZ

Vstupní napěťová nesymetrie (U_{10}) – vstupní obvody OZ nejsou zcela symetrické. To je dáno především vstupními tranzistory. Vstupní tranzistory nemají zcela stejné parametry, které ke vstupní napěťové nesymetrii přispívají nemalým podílem. Rozdíly v parametrech se však projevují i v odporech rezistorů. Tyto rozdíly na těchto prvcích se projeví právě jako vstupní napěťová nesymetrie. Jestliže se parametry na těchto prvcích liší, tečou jimi rozdílné proudy. Tomu odpovídá určité výstupní napětí a to i přesto, že napětí mezi oběma vstupy je nulové. Vstupní napěťová nesymetrie U_{10} se tedy rovná napětí, které musíme přivést na vstupní svorky OZ, aby výstupní napětí u_0 bylo nulové. Toto napětí je někdy také označováno jako vstupní zbytkové napětí. Některé vyráběné OZ mají připraveny speciální vývody, na které se připojí potenciometr a tím lze nastavit napěťovou nesymetrii na 0 mV. Potenciometr se volí podle doporučení výrobce.

Teplotní drift napěťové nesymetrie (αU_{I0}) – napěťová nesymetrie není ovšem konstantní hodnota. Tento parametr se mění s časem, napájecím napětím a především teplotou. Kvůli změně teploty, která má velký vliv na OZ, je i jedním z hlavních parametrů i teplotní změna vstupní napěťové nesymetrie neboli teplotní drift napěťové nesymetrie. Vyjadřuje se v $\mu V/^{\circ}C$. Je-li tedy například $\alpha U_{I0} = 10 \mu V/^{\circ}C$ a teplota okolí se změní o $20^{\circ}C$, změní se vstupní napěťová nesymetrie U_{I0} o hodnotu $10 \mu V/^{\circ}C \cdot 20^{\circ}C = 200 \mu V = 0,2 mV$.

Vstupní klidový proud (I_{IB}) – tento parametr do značné míry souvisí s již zmíněnou napěťovou nesymetrií. Opět v ní hrají roli rozdíly v parametrech vstupních obvodů jako tranzistory a odpory. Napětí, které se objeví na výstupu OZ není jen díky vlivu vstupní napěťové nesymetrie, ale i díky průchodu právě vstupního klidového proudu, odporem vstupního zesilovače. Napětí vzniklé na odporu se pak zesilovačem zesílí a objeví se na výstupu. Jedná se tedy o proud, který musíme přivést na vstup zesilovače, abychom na jeho výstupu dosáhli nulového napětí. Svoji roli opět hrají i vstupní tranzistory. Nejsou-li vstupní tranzistory stejné, nejsou stejné ani jejich bázevé proudy. Z toho vyplývá, že nejsou stejné ani vstupní proudy pro kladný (I_{B+}) a záporný (I_{B-}) vstup. Vstupní klidový proud se dá určit ze vztahu (2.5) [3].

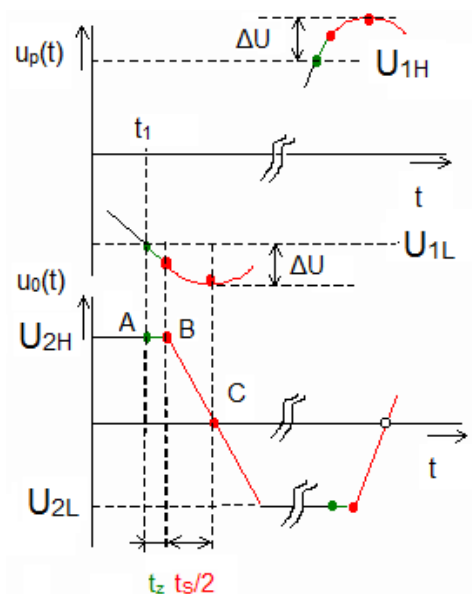
$$I_{IB} = \frac{I_{B+} + I_{B-}}{2} \quad (2.5)$$

Vstupní proudová nesymetrie (I_{I0}) – popisuje rozdíl mezi vstupními proudy $I_{I0} = I_{B+} - I_{B-}$. Nedokonalá symetrie se opět projeví vznikem určitého napětí na výstupu OZ (přibližně jedna desetina I_{IB}).

Teplotní drift proudové nesymetrie – αI_{I0} – popisuje změny proudové nesymetrie s teplotou. Je-li $\alpha I_{I0} = 160 pA/^{\circ}C$ a teplota okolí se změní o $20^{\circ}C$, změní se proudová nesymetrie o $160 pA/^{\circ}C \cdot 20^{\circ}C = 3200 pA = 3,2 nA$.

Mezi další statické vlastnosti by se daly zařadit i vstupní klidová impedance, maximální napájecí napětí, potlačení souhlasného signálu, maximální dovolená výkonová ztráta a jiné. V předchozí části jsou popsány pouze některé základní vlastnosti. Statické vlastnosti OZ byly čerpány z [2] a [3].

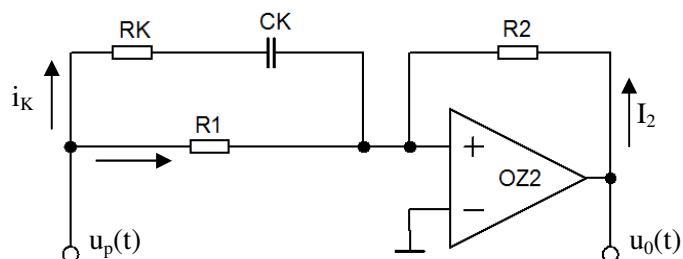
2.2.2 Dynamické chyby komparátoru OZ a jejich korekce



Obr. 2.5 - Kvalitativní časové průběhy napětí $u_p(t)$, $u_o(t)$ pro reálný komparátor OZ2 [5]

Při zapojení komparátoru za integrátor (popsáno dále) pozorujeme další vlastnosti OZ. Na obr. 2.5 je zachycen průběh napětí v čase při překlopení komparátoru z jednoho stavu do druhého. Na tomto obrázku je vidět, že v bodě A (čas t_1) dosáhne napětí $u_p(t)$ právě hodnoty U_{1L} (spodní mez výstupu integrátoru). Takovýto neideální, neboli reálný komparátor zůstane ještě po dobu t_z na úrovni U_{2H} . Tomuto stavu se říká doba zotavení. Proud $i_c(t) = U_{2H}/R$ zůstává kladný a konstantní, napětí $u_p(t)$ proto stále klesá stejnou rychlostí. V bodě B komparátor začíná měnit stav výstupu. Tato změna však není rychlejší, než je konečná rychlost přeběhu na tomto komparátoru (SR_K). Až do poloviny sestupné hrany je proud $i_c(t)$ kladný a napětí $u_p(t)$ stále klesá. Teď už ale neklesá tak strmě jako doposud a klesání se stále zpomaluje. V bodě C se začíná měnit polarita proudu $i_c(t)$ a napětí $u_p(t)$ začíná narůstat. Jsou-li časové úseky t_1 a t_2 stejné, tak přesah napětí ΔU bude nepřímo úměrný s hodnotou odporu R_s . Při snižování hodnoty R_s poroste generovaná frekvence f . Stejný efekt je i při snižování hodnoty kondenzátoru C . Opět to má za následek zvyšování frekvence, protože snížení kapacity odpovídá růstu napětí při stejném dodaném náboji. Časové úseky t_z a t_s tímto způsobem nepatrně prodlužují periodu a obvod je tak oproti teorii nepřesný (snižuje se jeho frekvence).

Tento přesah napětí ΔU je možné kompenzovat tak, jak je to uvedeno na obr. 2.6. Korekční člen $R_K C_K$ se připojí paralelně k rezistoru R_1 . Rezistor R_K slouží pouze k omezení proudu kondenzátorem C_K .



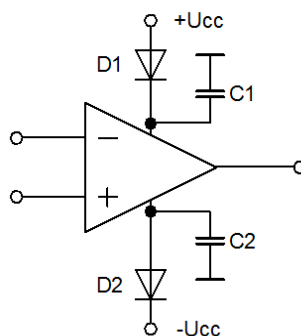
Obr. 2.6 - Připojení kompenzačního členu $R_K C_K$

Změna proudu je nyní určena dvěma proudy. Za určitých podmínek tak může rozkmit U_{pp} zůstat konstantní, protože nárůst přesahu napětí je korigován poklesem komparační úrovně. Dynamické chyby komparátoru jsou tak korigovány. Hodnoty jednotlivých prvků se dají přibližně určit. Jak je vypočítat je popsáno například v [5]. Nejčastěji se však určí pomocí experimentálního měření.

Další dynamická chyba, která se nesmí podceňovat je vliv teploty. Při přepínání se OZ ohřívají vlivem přepínacích ztrát. Tento ohřev je úměrný frekvenci. Ohřev obvodů vlivem přepínacích ztrát není možné podceňovat. Při velkých pracovních frekvencích a při velkých amplitudách se musí počítat i se skutečností, zda použité součástky jsou schopny vyžárit nadbytečné teplo, které vzniká v polovodičové struktuře. Proto se i jednoduché obvody mohou značně prodrazit, chceme-li od nich spolehlivost a dlouhodobou práci na vyšších frekvencích. Každý použitý integrovaný obvod má své unikátní parametry udávané výrobcem. Tyto parametry se nesmí podceňovat, pokud požadujeme správnou funkci obvodu. Dynamické vlastnosti čerpány z [5].

2.3 Ochrana zapojení s OZ

Existují tři hlavní způsoby ochrany operačních zesilovačů. Tím prvním je ochrana vstupů na OZ. Ta se používá v případě, že existuje možnost, že by na vstupy OZ mohlo proniknout vyšší napětí než je dovolené. Zpravidla se tato ochrana realizuje pomocí omezovačů napětí. Pro větší napětí se používají Zenerovy diody, pro nastavení nízkých úrovní potom paralelní spojení obyčejných diod. Jako další ochrana by se dala zvolit ochrana výstupů. Ta se dá rozdělit na napěťovou ochranu a proudovou ochranu. Napěťová se používá v případech, kdy zátěž má určitou induktní složku a při odpojení vlivem indukce se na ní objeví špička napětí, která by mohla poškodit OZ. Jako nejjednodušší zapojení ochrany se využívá zapojení Zenerových diod. Proudová ochrana se používá tehdy, když OZ nesnese trvalý zkrat na výstupu. Tato ochrana se realizuje za pomoci přiřazení dodatečného odporu s hodnotou přibližně stejnou, jako je odpor výstupu OZ. Jako poslední ochrana se používá ochrana napájení. Ta je znázorněna na obr. 2.7. Diody chrání napájení pouze před přepólováním napájení. Kondenzátory připojené těsně k napájecím vstupům představují filtrační členy doplňující vyhlazující filtry napájecího zdroje.



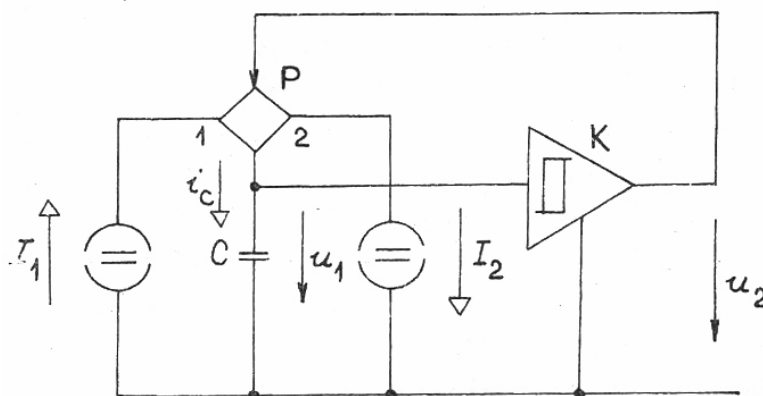
Obr. 2.7 - Ochrana napájení OZ

V konečném zapojení práce bylo využito proudové ochrany výstupu a ochrany napájení, neboť pouze ty jediné jsou závislé na připojení celého zapojení na externí měřicí přístroje. U ochrany napájení byly využity pouze oddělovací kondenzátory.

3 Teorie generátorů periodického signálu

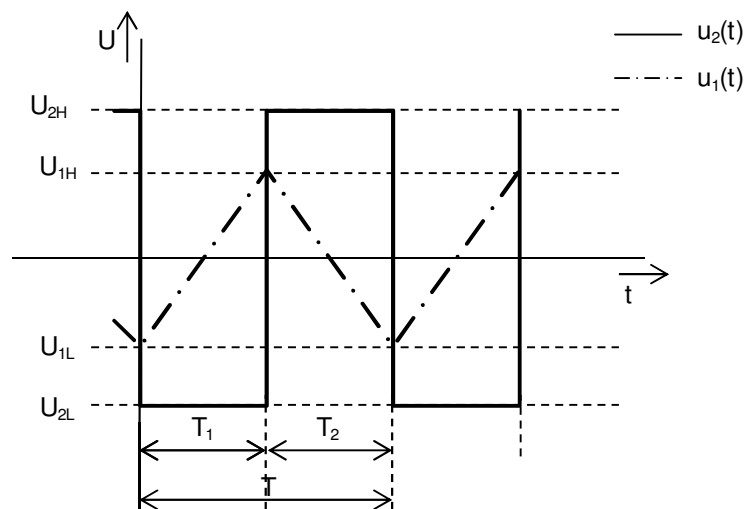
V některých měřeních je požadován zkušební signál s možností ladění jeho parametrů. Může se jednat například o měření frekvenčních charakteristik, měření poměru signálu k šumu nebo měření nelineárních obvodů. V praxi se k tomuto používá periodických kmitů, které se od harmonických podstatně liší. Vyznačují se hlavně strmými skoky. Prudké skoky se označují jako relaxační. Základními představiteli jsou trojúhelníkové kmity, pilové kmity, pravoúhlé kmity a pravoúhlý puls. Pro generování těchto relaxačních kmitů si je možno vystačit se soustavou prvního řádu s pouze jediným akumulacním prvkem. Ve funkčních generátorech se jako akumulacního prvku používá výhradně kapacitor.

3.1 Základní uspořádání funkčního generátoru



Obr. 3.1 - Základní zapojení generátoru funkcí [6]

Zapojení pro vysvětlení základní činnosti je vyobrazeno na obr. 3.1 Při správné funkci kapacitoru se střídají dva intervaly napájení kapacitoru C . První interval nabíjí kapacitor kladným proudem $i_C = I_1$ odebíraným ze zdroje. Ve druhém intervalu je kapacitor nabíjen záporným proudem $i_C = -I_2$. Přepínání mezi stavy nabíjení je realizováno pomocí přepínače s označením P . Přepínač P pracuje na základě úrovně napětí $u_1(t)$ na kapacitoru C . Oba tyto děje jsou zobrazeny na obr. 3.2.



Obr. 3.2 - Činnost funkčního generátoru

Při poloze přepínače 1 jde do kapacitoru C kladný proud $i_C = I_1$, napětí na něm roste lineárně s časem, jak je to uvedeno ve vzorci (3.1) [6].

$$u_1(t) = U_{1L} + \frac{I_C}{C} \cdot t \quad (3.1)$$

Počáteční napětí na kapacitoru bude označeno jako U_{1L} . Napětí $u_1(t)$ působí na vstup K (komparátor). Komparátor má za úkol, aby při dosažení určité horní úrovně (U_{1H}) na kapacitoru přešlo jeho výstupní napětí $u_2(t)$ z jedné konstantní hodnoty např. U_{2L} na jinou např. U_{2H} . Tato skoková změna napětí $u_2(t)$ vyvolá přepnutí přepínače P do polohy 2. Doba T_1 potřebná k tomu, aby se kapacitor C nabil z napětí U_{1L} na napětí U_{1H} , je dána vztahem (3.2) [6].

$$T_1 = \frac{(U_{1H} - U_{1L}) \cdot C}{I_1} \quad (3.2)$$

Při poloze přepínače 2 je nyní kapacitor C nabíjen záporným proudem $i_C = -I_2$. To má za důsledek zmenšování náboje a především klesání napětí až do záporných hodnot. Toto napětí klesá lineárně s časem, jak je to uvedeno ve vzorci (3.3) [6].

$$u_1(t) = U_{1H} - \frac{I_2}{C} \cdot t \quad (3.3)$$

Až dosáhne napětí $u_1(t)$ určité úrovně U_{1L} , a to tak, že komparátor K. Znovu změní svoje výstupní napětí. Tentokrát ale přejde z úrovně U_{2H} do původní úrovně U_{2L} . Doba T_2 potřebná

k tomu, aby se kapacitor C vybil z napětí U_{IH} na napětí U_{IL} , je dána vztahem (3.4) [6]. Přepínač se opět přepne zpět do polohy 1 a děj se periodicky opakuje.

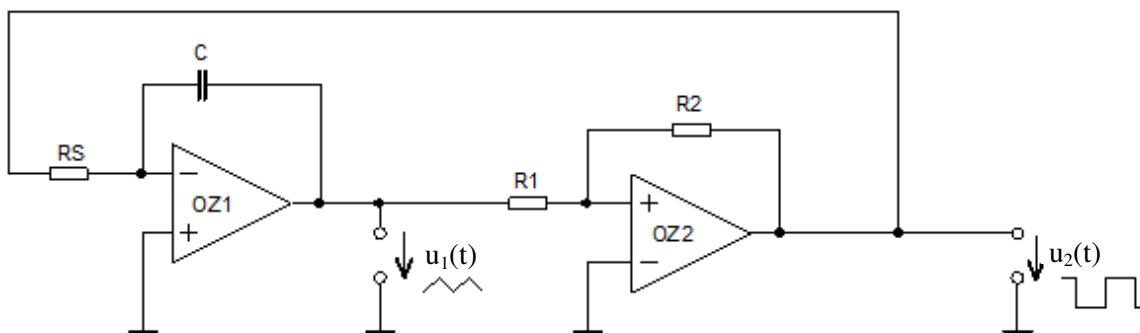
$$T_2 = \frac{(U_{IH} - U_{IL}) \cdot C}{I_2} \quad (3.4)$$

Jednoduchým odvozením ze vzorců (3.2) a (3.3) můžeme určit, že celý děj se opakuje s periodou T danou vzorcem (3.5) [7].

$$T = T_1 + T_2 = (U_{IH} - U_{IL}) \cdot C \cdot \left(\frac{1}{I_1} + \frac{1}{I_2} \right) \quad (3.5)$$

V předešlé úvaze bylo uvažováno napájení kapacitoru ze zdroje konstantního proudu. Tento zdroj můžeme realizovat za pomoci tranzistoru. V praxi se ale častěji používají zdroje proudu s vlastnostmi zlepšenými pomocí operačního zesilovače. Pro napájení kapacitoru konstantním proudem lze také využít integrátoru. Způsob tohoto zapojení je rozebrán dále.

3.2 Příklad zapojení funkčního generátoru



Obr. 3.3 - Nejjednodušší funkční generátor

Nejjednodušší funkční generátor lze realizovat pomocí integrátoru a neinvertujícího komparátoru s hystezí obr. 3.3. Integrátor integruje vstupní napětí, které je zároveň výstupním napětím z komparátoru. Jestliže výstupní napětí komparátoru dosáhne komparačního napětí, tak komparátor zareaguje tak, že překlopí svoje výstupní napětí z horní úrovně na dolní a naopak. Tím je ovlivněn i vstup na integrátor. Výstupní napětí z integrátoru se bude zmenšovat, dokud zase nedosáhne dolní úrovně komparačního napětí. Komparátor se pak znovu překlopí. Tento děj se neustále opakuje. Kmitočet tvarových kmitů lze v širokém rozmezí měnit volbou integrační

konstanty. Úrovně napětí trojúhelníkových kmitů závisejí pouze na nastavených komparačních úrovních. Maximální výstupní hodnota napětí integrátoru je dána vztahem (3.6) [6]. Tento vztah platí pouze za předpokladu $U_{2H} = |U_{2L}| = U_2$. Z uvedeného vztahu je jasně vidět, že maximální hodnota trojúhelníkových kmitů je dána především parametry komparátoru. Především tedy vhodnou volbou rezistorů R_1 a R_2 . Doba periody je dána vztahem (3.7) [6]. Jedná se vlastně o dvojnásobek doby, kdy se výstupní napětí integrátoru změní od $-U_{1max}$ na U_{1max} . Opět je z uvedeného vztahu vidět, že kmitočet nezávisí na velikosti výstupního napětí U_2 . Na výstupu komparátoru jsou odebírány pravoúhlé kmity s maximální hodnotou U_2 . Na výstupu integrátoru jsou odebírány trojúhelníkové kmity.

$$U_{1max} = \frac{R_1}{R_2} \cdot U_2 \quad (3.6)$$

$$T = 4RC \cdot \frac{R_1}{R_2} \quad (3.7)$$

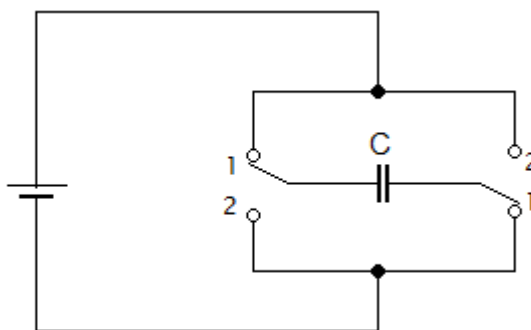
4 Technologie spínaných kapacitorů

4.1 Činnost SC

Z technologie integrovaných obvodů vyplývá, že návrh a výroba přesných rezistorů je těžší a nákladnější než výroba kapacitorů. To při návrhu přesných analogových obvodů vede k použití technologie spínaných kapacitorů. Při této technice se klasický odpor nahrazuje spínanými kapacitami. Obvod vykazuje stejné tepelné ztráty jako je tomu u klasického rezistoru. Použitím SC se řídí přenos náboje mezi kondenzátory s danou periodou, namísto klasického využití rezistorů pro řízení velikosti proudu mezi dvěma uzly. Ze vzorce (4.1) je patrné, že odpor je závislý hlavně na kapacitě použitého kapacitoru a na frekvenci přepínání. Čím větší jsou tyto veličiny, tím menší je simulovaný odpor. Je několik způsobů zapojení kapacitorů a spínačů. Náhrada pevného rezistoru za SC není samozřejmě plnohodnotná. Proud odebíraný obvodem je impulsního charakteru, to je dáno nabíjením a vybíjením kapacitoru.

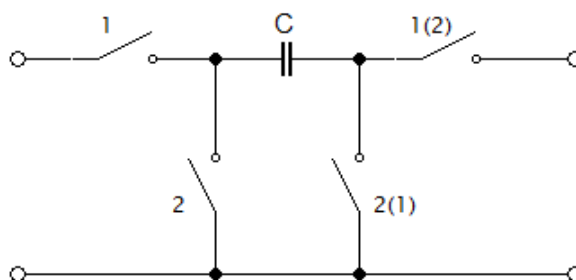
4.2 Druhy základních způsobů zapojení SC

Jedním z prvních způsobů zapojení je princip simulace rezistoru popsany Maxwellem obr. 4.1. Spínače se synchronně přepínají mezi stavy 1 a 2 s periodou T a připojují tak nabitý kapacitor k baterii vždy se střídající se polaritou. Hlavní vlastností tohoto obvodu je, že je odebírán proud ve všech fázích. Tento princip se dnes již nepoužívá, protože SC filtry vykazovaly strmý přechod kmitočtové charakteristiky z propustného do nepropustného pásma. Na velikost simulovaného rezistoru mají velmi velký vliv parazitní kapacity mezi elektrodami kapacitoru a substrátem, které mohou nabývat až 30% kapacity původního kapacitoru. Na výrobu integrovaných filtrů technologií CMOS je tak toto zapojení prakticky nepoužitelné. Zapojení na obr. 4.1 vykazuje oproti následujícím zapojením čtyřikrát menší odpor. To je dáno tím, že během jedné fáze se odebírá dvakrát větší náboj a tento náboj je odebírán v každé fázi [8].



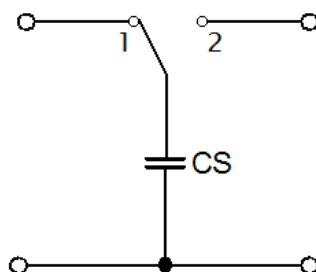
Obr. 4.1 - Maxwellovo zapojení

Další možnost zapojení můžeme vidět na obr. 4.2. Toto zapojení je necitlivé na parazitní kapacity. Ovšem pouze za předpokladu, že obě „živé“ svorky jsou zapojeny na tvrdé zdroje napětí. Dále se liší i tím, že volbou fázování spínačů lze měnit polaritu náboje integrovaného do následných obvodů, a tím i znaménko odporu simulovaného rezistoru.



Obr. 4.2 - Simulace rezistoru se dvěma přepínači

Další možné zapojení je uvedeno na obr. 4.3. Toto zapojení je velice jednoduché. V první fázi se kapacitor nabíjí ze vstupu. Při přepnutí do fáze 2 se vybíjí na výstup. Hodnota takto nasimulovaného rezistoru je pak dána vztahem (4.1) [9].



Obr. 4.3 - Zapojení s jedním přepínačem

$$R = \frac{2T}{C_s} = \frac{T_s}{C_s} = \frac{1}{f_s \cdot C_s} [\Omega] \quad (4.1)$$

Kde $T_s = 2T$ a T je perioda spínání

4.3 Výhody a nevýhody náhrady rezistoru obvodem SC

Výhod použití SC je hned několik. První výhodou použití SC je nepochybně velikost. Malá velikost umožňuje použití této technologie v integrovaných obvodech téměř bez omezení. Uvažujme například vzorkovací frekvenci 100 kHz. Pak rezistor o $R = 10^7 \Omega$ je simulován kapacitorem v zapojení na obr. 4.2 o $C_R = T_S/R = 1 \text{ pF}$. Víme, že tento kapacitor zabírá plochu $2000 \mu\text{m}^2$, což je 500 krát méně než u původního rezistoru $10^7 \Omega$. Další výhodou této metody oproti technologii MOS je přesnost výroby, která se pohybuje kolem 5 - 20%. Poměr dvou kapacit lze vyrobit s přesností až 0,05 - 1% a je málo závislý i na změnách teploty a stárnutí čipu. Časová konstanta je nyní dána vztahem (4.2) [7]. Z uvedeného vztahu vyplývá, že časová konstanta bude dána periodou a poměrem dvou kapacit. Perioda může být přesně řízená oscilátorem. Odpor simulovaného rezistoru tak můžeme libovolně měnit v závislosti na spínané frekvenci. Pokud budeme tímto způsobem řídit všechny spínané kapacitory, tak nám to umožní nastavovat i filtr pomocí signálu, aniž bychom změnili tvar této charakteristiky. Této vlastnosti bude dále využito při návrhu generátoru periodického signálu.

$$RC = T_S \cdot \frac{C}{C_S} \quad (4.2)$$

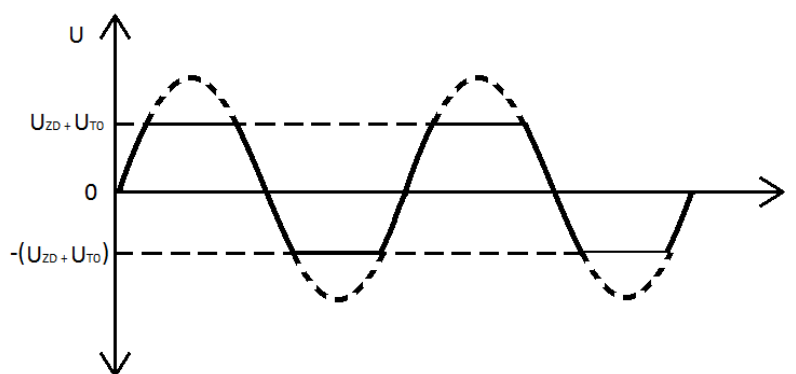
Nevýhody použití filtrů s SC jsou prakticky dvě. ARC obvody pracují spojitě v čase, kdežto SC pracují impulsně. Napětí v SC filtru má schodovitý charakter. To je dáno díky prudkému přebíjení a následnému vybíjení kapacitorů. Pokud bude vzorkovací kmitočet několikanásobně vyšší než kmitočet zpracovávaného signálu, pak tento vzorkovací efekt není významný. Doporučená relace poměru zpracovávaného signálu (f_{PRAC}) a vzorkovací frekvence (f_S) je 1/50 až 1/100. Druhou nevýhodou je, že musí být splněna podmínka vzorkovacího teorému, ta je uvedena ve vztahu (4.3) [7]. Nejvyšší pracovní kmitočty u technologie MOS dosahují řádově jednotek MHz. Nejrychlejší dostupné analogové spínače však pracují do kmitočtů řádově jednotek MHz, musíme počítat s pracovními frekvencemi do desítek kHz. Omezíme tedy vliv efektu vzorkování. Volíme $f_S/50$ až $f_S/100$. Tak dostaneme zpracovávaný signál pouze řádově do hranice 100 kHz.

$$f_{PRAC} < \frac{f_S}{2} \quad (4.3)$$

Tato kapitola byla čerpána z literatury [1], [7], [10].

5 Omezovače napětí

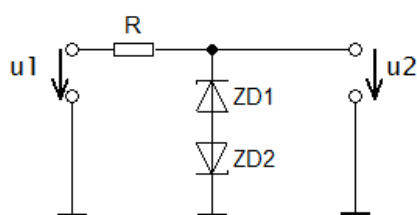
Omezovače amplitudy signálu se používají na úpravu signálu ať už vstupního nebo výstupního. Příkladem může být napěťová ochrana. „Napěťová ochrana se používá v případech, kdy zátěž má určitou induktivní složku a při odpojení vlivem indukce se na ní objeví špička napětí, která by mohla poškodit operační zesilovač. Jsou to obvody, které neovlivňují výstupní napětí, pokud nepřekročí požadovanou úroveň. Na překročení napětí reagují omezením napětí. Výsledný signál je pak znázorněn na obr. 5.1. Omezovač ořeže špičky signálu na výstupu na požadovanou hodnotu. Ta se volí správným zvolením prvků omezovače.“[1] Omezovače amplitudy signálu se dají rozdělit v první řadě na jednostranné a oboustranné. Další dělení by mohlo být na omezovače diodové a tranzistorové, obě tyto kategorie patří mezi nelineární tvarovače impulsů. U zapojení pomocí diod se využívá jednosměrné vodivosti diod. Musíme však předpokládat, že dioda má v propustném směru nulový odpor a v závěrném směru nekonečně vysoký odpor. Při zapojení obvodu za pomoci tranzistoru se pro omezení signálu používá buď oblast nasycení nebo oblast uzavřeného stavu tranzistoru. Nasycení znamená, že kolektor už nedokáže propouštět větší proud, když se proud do báze neustále zvyšuje. Výhodou tohoto tvarovače je, že dokáže zesílit signál.



Obr. 5.1 - Výstupní průběh usměrňovače

5.1 Antisériové zapojení Zenerových diod

Jedním z nejjednodušších zapojení omezovače za pomoci diod je použití Zenerových diod proti sobě. Takovéto zapojení je znázorněno na obr. 5.2. Omezovač omezuje na napětí Zenerovy diody v závěrném směru (Zenerovo napětí U_{ZD}). K tomuto napětí se ještě přičítá napětí Zenerovy diody ve směru propustném U_{T0} , to se obvykle pohybuje okolo 0,7 V. Výstupní napětí $u_2(t)$ nepřekročí napětí rovnající se součtu těchto dvou napětí. Zařazený rezistor pouze reguluje proud, který teče tímto zapojením, aby Zenerovy diody pracovaly podle našich představ.



Obr. 5.2 - Antisériové zapojení Zenerových diod

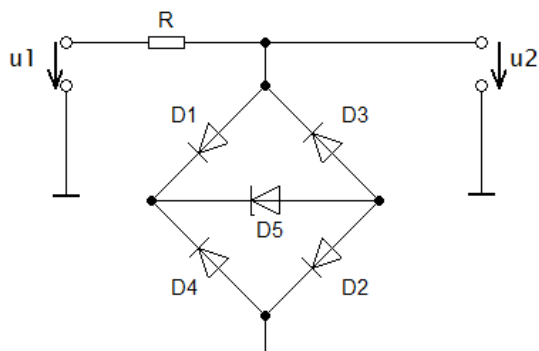
5.2 Symetrický omezovač

Zapojení symetrického omezovače je uvedeno na obr. 5.3. Na rozdíl od předchozího zapojení není nutné u symetrického omezovače vybírat dvě stabilizační diody. Při kladném napětí U_0 spínají diody D4, D3 a D5. Napětí na výstupu je pak dáno vztahem (5.1) [3]. Při záporném napětí pak spínají diody D5, D2 a D1. Výstupní napětí je definováno vztahem (5.2) [3]. V ideálním případě uvažujeme rovnost všech použitých diod. Z toho vyplývá, že $U_{2\text{MAX}} = -U_{2\text{MIN}}$. Omezení je tedy symetrické [3].

$$U_{2\text{max}} = U_Z + 2U_D \quad (5.1)$$

$$U_{2\text{min}} = -U_Z - 2U_D \quad (5.2)$$

Diody D1 až D4 jsou často realizovány jako Schottkyho diody. Schottkyho dioda využívá účinku styku polovodiče a kovu. Doba vzniku a zániku hradlové vrstvy je značně menší než je tomu u diod s PN přechodem. Z toho vyplývá, že se Schottkyho diody dají použít na usměrnění vyšších frekvencí. Dále se Schottkyho dioda vyznačuje menším napětím v propustném směru než je tomu například u křemíkových diod. Těto vlastnosti je využito především při zapojení omezovače, jehož výsledné napětí se tak více přiblíží hodnotě napětí na diodě D5, která je pak realizována pomocí Zenerovy diody.



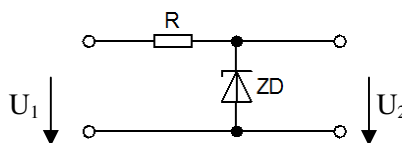
Obr. 5.3 - Symetrický omezovač

Tato kapitola čerpala převážně z literatury [1], [6], [11], [12].

6 Stabilizátory napětí

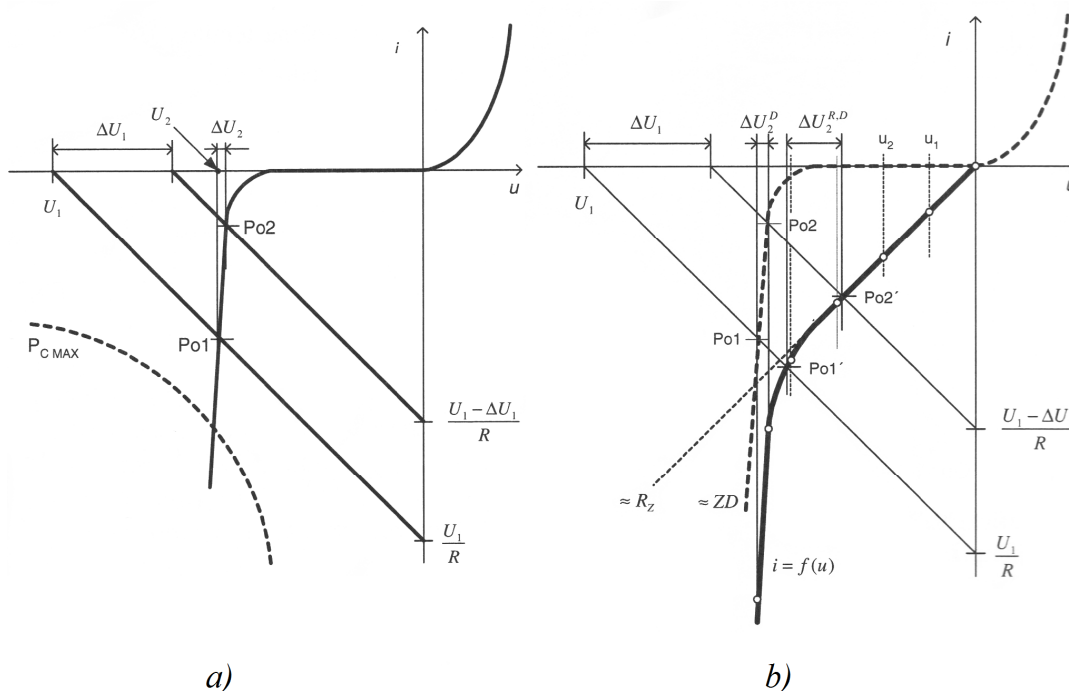
Při napájení různých elektronických zařízení jako jsou například zesilovače, oscilátory a jiné, se předpokládá konstantní napětí. Prostý usměrňovač nemůže dodávat napětí odpovídající takovému požadavku. Řešením je zapojení tzv. stabilizátorů napájecího napětí. Jeho úkolem je udržovat stále stejné napětí na výstupu. Na toto výstupní napětí nemá vliv kolísající napětí zdroje nebo změna zatěžovacího proudu. Stabilizátory se zapojují mezi napájecí zdroj a zátěž. Stabilizátory se dají rozdělit na dvě hlavní kategorie.

- **Pasivní** (parametrické) – ke stabilizaci se využívá nelineární prvek. Tato skupina dosahuje malé účinnosti. Často se používají jako zdroje referenčních napětí nebo pro napájení přístrojů s malým odběrem (tato vlastnost byla využita při výsledném celkovém zapojení).
- **Aktivní** – využívají pro stabilizaci zpětnovazební obvod. Pro přístroje s malým středním odběrem se používá spjité regulace. Pulzní regulace se používá pro napájení digitálních obvodů pro svoji účinnost, která se pohybuje mezi 65% a 80%.



Obr. 6.1 - Stabilizátor se Zenerovou diodou

U pasivních stabilizátorů se využívá nelineární V-A charakteristiky nelineárních prvků. Nejjednodušší parametrický stabilizátor využívá ke své činnosti Zenerovy (neboli stabilizační) diody, je tvořen touto diodou a rezistorem, tak jak je to vyobrazeno na obr. 6.1. Stabilizátory využívající ZD se používají právě tam, kde na stabilizátor napětí nejsou takové přísné požadavky. Jedná se například o velký odběr proudu, tudíž se používají především pouze pro napájení nízkoodběrových zařízení. Zenerova dioda je zvláštním typem diody, kdy průrazné napětí v závěrném směru má hodnotu jednotky voltů a tento průraz není destruktivní. Dioda se do obvodu zapojuje tak, že její pracovní bod se nachází v oblasti průrazu. To znamená, že při určitém Zenerově napětí (2 V, 6 V, 9 V... stanovuje výrobce) dochází k celkem rychlému nárůstu proudu, ale výstupní napětí zůstává téměř konstantní. Musí se však dávat pozor, aby nebyl překročen maximální dovolený proud nebo dovolený výkon, protože může dojít k přehřátí diody a posléze k jejímu zničení [13].



Obr. 6.2 - Charakteristika stabilizátoru a) naprázdno, b) se zátěží [14]

Na charakteristice obr. 6.2a je patrné, že zatěžovací přímce, která má sklon odpovídající velikosti odporu R při vstupním napětí U_1 , odpovídá průsečík s charakteristikou Zenerovy diody v bodě P_{01} . Tomuto bodu pak odpovídá hodnota výstupního napětí označena jako U_2 . Při poklesu vstupního napětí U_1 (vlivem například zvýšením zatěžovacího proudu) o hodnotu ΔU_1 , pak výstupní napětí poklesne pouze o hodnotu ΔU_2 . Zmenšení vstupního napětí U_1 odpovídá mnohem nižší změna výstupního napětí. Platí $\Delta U_2 \ll \Delta U_1$, zapojení tedy stabilizuje. Při návrhu se však musí počítat s tím, aby všechny pracovní body ležely pod touto hyperbolou přípustné mezní ztráty Zenerovy diody a ta se tak teplem nezničila. U vyšších proudů musí být odpor rezistoru R malý, aby na něm nevznikal příliš velký úbytek napětí. To však vede k tomu, že při odlehčení zátěže, tedy při zmenšení proudu odebíraného zátěží, bude veškerý proud protékat ZD, která ho tak musí snést, aniž by se poškodila nebo zcela zničila.

Pokud chceme na stabilizátor připojit zátěž, představíme si ji jako připojený zatěžovací rezistor R_Z připojený paralelně k Zenerově diodě. V zatěžovacích charakteristikách se tento odpor připočítá metodou „bod po bodu“ k charakteristice ZD. Protože ZD a zatěžovací odpor R_Z jsou zapojeny paralelně, je na nich stejné napětí U a výsledný proud I je dán součtem proudů oběma těmito prvky. Proudů se sečtou pro několik hodnot napětí. Tím se obdrží výsledná charakteristika uvedená na obr. 6.2b. Při poklesu napětí na vstupu U_1 klesne napětí o $\Delta U_2^{R,D}$, zatímco v případě zapojení naprázdno kleslo pouze o velikost ΔU_2^D . Stabilizační schopnost se tedy zhoršila. Pro velké

proudy se proto užívá navíc ještě proudových posilovačů, realizovaných bipolárními tranzistory [14].

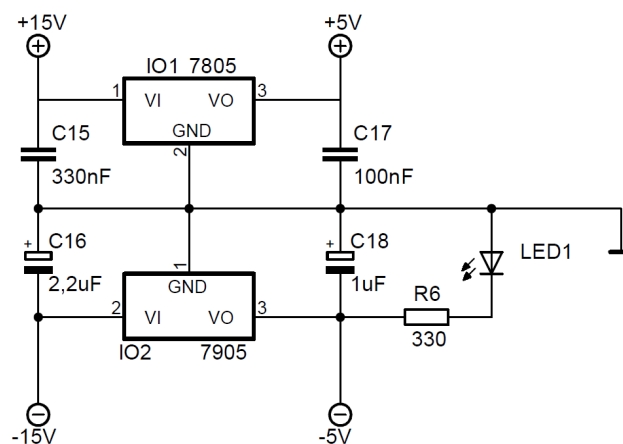
6.1 Integrované stabilizátory

Integrované obvody značně zjednodušují a zlevňují konstrukci zdrojů. V současnosti je k dispozici velké množství těchto obvodů např. stabilizátory pevně nastavených kladných i záporných napětí, stabilizátory s volitelným proudovým omezením, spínané stabilizátory atd. Tyto stabilizátory by se daly rozdělit do dvou velkých skupin.

První skupinu tvoří obvody, které jsou schopny pracovat v různých pracovních režimech. Především se jedná o obvody s různým výstupním stabilizovaným napětím, jehož hodnota je dána nastavením různých pasivních prvků. Tyto stabilizátory jsou zpravidla málo výkonové. Jejich proudovou použitelnost lze však rozšířit připojením vnějších výkonových tranzistorů. Jako příklad těchto obvodů by se dal uvést obvod LM 317.

Do druhé skupiny patří obvody jednoúčelové. U těchto obvodů se nedá nastavovat hodnota výstupního napětí. Téměř vždy jsou zapojovány bez periferních součástek. Zpravidla jsou navrženy jako výkonové s proudovou zatížitelností odpovídající účelu, k němuž mají být používány. Typickým příkladem jsou obvody 7805 a 7905.

Na obr. 6.3 je konkrétní zapojení stabilizátoru napětí pro $\pm 5\text{V}$. Kladné napětí je vytvořeno pomocí stabilizátorů 7805. Záporné napětí je vytvořeno pomocí stabilizátoru 7905. Stabilizátor 7905 pracuje správně pouze za předpokladu minimálního odběru na výstupu. Podle katalogových údajů musí mít zajištěn minimální odběr 5 mA. Na výstupu -5V je proto zapojena LED dioda D_1 . LED dioda navíc indikuje zapojením celkového obvodu do sítě. Před touto diodou je ještě zařazen odpor o velikosti $330\ \Omega$. Ten má za úkol omezit proud do diody. Kondenzátory C_3 až C_4 jsou navrženy podle katalogových údajů [1], [15].



Obr. 6.3 - Stabilizátor napětí

7 Teorie filtru

Pro získání sinusového signálu je v zapojení použitý filtr, proto je potřeba uvést něco k teorii filtrů. Tento filtr má za úkol vyfiltrovat výstupní signál z generátoru na signál sinusový. Filtr odfiltrovává vyšší harmonické složky tak, aby zbyla pouze základní harmonická složka, kterou je tvořen sinusový signál. Kvalita výstupního sinusového signálu je závislá na typu použitého filtru. Řád filtru se získá na základě zvolení činitele harmonického signálu k . Činitel harmonického zkreslení je dán vztahy (7.1) a (7.2) [16]. Ve vztahu (7.2) nás zajímá vliv pouze základní harmonické složky. Ostatní harmonické složky jsou tedy ve jmenovateli vynechány.

$$k = \sqrt{\frac{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots}} \cdot 100[\%] \quad (7.1)$$

$$k = \sqrt{\frac{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}{U_1}} \cdot 100[\%] \quad (7.2)$$

U_1, U_2, U_3 atd. jsou hodnoty jednotlivých harmonických složek

Pro filtraci byl zvolen trojúhelníkový signál místo obdélníkového. Ze vztahů Fourierovy transformace pro spektrální složky (vztahy (7.3) a (7.4) [16]) je vidět, že oba signály obsahují pouze liché harmonické složky. Je tedy třeba potlačit tyto vyšší harmonické složky. U trojúhelníkového signálu uvedeného vztahem (7.3) tyto vyšší harmonické složky klesají s druhou mocninou. Ve vzorci pro obdélníkový signál (7.4) tomu tak není. Pro filtraci je tedy lepší použít filtraci trojúhelníku.

$$f(t) = \frac{8}{\pi^2} \left[\frac{1}{1^2} \sin \omega t - \frac{1}{3^2} \sin(3\omega t) + \frac{1}{5^2} \sin(5\omega t) - \dots \right] \quad (7.3)$$

$$f(t) = \frac{4}{\pi} \left[\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin(3\omega t) + \frac{1}{5} \sin(5\omega t) + \dots \right] \quad (7.4)$$

Při použití laditelného generátoru signálů se musí zajistit změna zlomové frekvence v závislosti na změně frekvence vstupního signálu, amplituda však musí zůstat konstantní. Filtr by se tedy měl dát ladit v závislosti na vstupní frekvenci. K tomuto účelu byla vybrána technologie filtrů se spínanými kapacitami, která je popsána výše.

7.1 Výpočet vlastností filtru

Při návrhu filtru byla uvažována pouze třetí harmonická složka. Dosazením do vztahu (7.2) vyjde výsledná hodnota činitele harmonického zkreslení na 0,01 %. Tento výpočet je dán vztahem (7.5).

$$k = \frac{\sqrt{U_3^2}}{U_1} \cdot 100 = \frac{U_3}{U_1} \cdot 100 [\%] \Rightarrow \frac{U_3}{U_1} = \frac{k}{100} \quad (7.5)$$

U_3 je velikost napětí 3. harmonické a U_1 je velikost napětí 1. harmonické

Obecný vztah pro určení útlumu se získá dosazením vzorce (7.5) do vzorce (7.6), který udává útlum 3. harmonické složky proti útlumu 1. harmonické složky. Výsledný vztah po dosazení je uveden vztahem (7.7).

$$\Delta A_{3[dB]} = 20 \log \frac{U_3}{U_1} [dB] \quad (7.6)$$

$$\Delta A_{n[dB]} = 20 \log \frac{k}{100} [dB] \quad (7.7)$$

Pro následné výpočty byl uvažován činitel zkreslení menší než 0,01 %. Po dosazení do vztahu (7.7) vychází útlum na - 80 dB (7.8).

$$\Delta A_{n[dB]} = 20 \log \frac{k}{100} = 20 \log \frac{0,01}{100} = -80 dB \quad (7.8)$$

Všechny vyšší harmonické složky musí být potlačeny o více než - 80 dB. Dále je třeba zvolit požadovanou aproximaci. Jednotlivé druhy aproximací jsou:

Butterworthova aproximace je jednou z nejpoužívanějších aproximací. Tato aproximace bývá přijatelným kompromisem mezi požadovanou linearitou fázové charakteristiky a dosažitelným útlumem modulové kmitočtové charakteristiky při nízkém řádu filtru.

Cauerova aproximace umožňuje dosáhnout nejstrmějších modulových charakteristik v propustném pásmu nebo použít nejnižší řád filtru pro dané potlačení přenosu. Má fázovou charakteristiku nejméně lineární s odpovídajícími dopady jak na tvar závislosti skupinového zpoždění, tak i na průběh přechodné charakteristiky [17].

Besselova aproximace vychází z požadavků konstantního skupinového zpoždění v propustném pásmu s proměnnou hodnotou FM, ale pro praxi je obvykle upravena do normovaného modulového tolerančního pole se „zvlněním“ 3 dB v propustném pásmu. Tato aproximace je určena především pro případy, kde záleží na zachování tvaru průchozího signálu. Při filtraci obdélníkových signálů budou výstupní impulsy bez překmitů. Výhodné je použití této aproximace pro filtraci kmitočtově a fázově modulovaných signálů. Naopak její hlavní nevýhodou je poměrně malá strmost modulové charakteristiky. Vyšší strmosti se dosahuje jen velmi obtížně za cenu složitějšího vysokého řádu filtru.

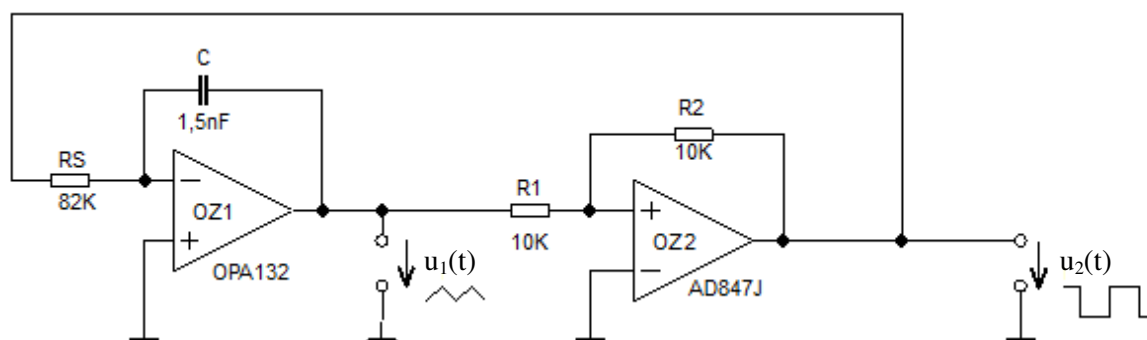
Chebysheva aproximace umožňuje dosáhnout prakticky nejstrmější charakteristiky v přechodném pásmu. Tato aproximace umožňuje dostatečně velké potlačení přenosu při nízkém řádu filtru. Má však jednu zásadní nevýhodu a tou je větší nelinearita fázové charakteristiky a odpovídající větší odchylky skupinového zpoždění, než je tomu u předchozích aproximací.

Pro vypočítaný útlum byl zjištěn potřebný řád filtru za pomoci programu původního českého programu NAF pro návrh a analýzu filtrů. Tento program pracuje na MS-DOS. Jedná se starší program, ale pro teoretické účely je zcela dostačující. Potřebné údaje z programu jsou uvedeny v příloze C. Pro návrh byla zvolena Caurova aproximace. Tato kapitola čerpala z [1], [17] a [18].

8 Návrh konkrétního zapojení

Při návrhu konkrétního zapojení byl kladen důraz především na teplotní stabilitu celkového zapojení. Té bylo dosaženo volbou rezistorů na komparátoru, které jsou ve vzájemném poměru. Rezistory jsou stejného typu se shodnou hodnotou odporu a mají přibližně stejné teplotní součinitele. Dále měl na teplotní stabilitu vliv i poměr mezi kondenzátory C a C_s a především vhodná volba operačních zesilovačů. V následující kapitole jsou jednotlivé kroky popsány podrobněji.

8.1 Základní zapojení generátoru periodických signálů

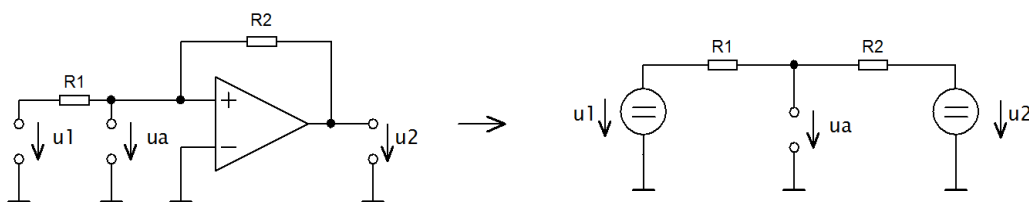


Obr. 8.1 - Měření základního zapojení generátoru

Jako základní zapojení bylo vybráno zapojení uvedené na obr. 8.1. Prvně bylo nutné vypočítat hodnoty R_1 , R_2 , C a R_s (hodnota R_s bude sloužit pouze pro odladění celkového obvodu, neboť tento odpor bude dále nahrazován obvodem se spínanými kapacitami pro celkové ladění obvodu).

8.1.1 Výpočet hodnoty rezistorů R_1 a R_2

Komparátor s použitím OZ si můžeme pro přehlednost výpočtů představit jako jednoduchý dělič tak, jak je to vyobrazeno na obr. 8.2. Náznový očekávaný výstup celého zapojení je zobrazen na obr. 3.2.



Obr. 8.2 - Náhrada komparátoru za dělič

Ze zapojení tak jasně vyplývá vztah (8.1).

$$u_a = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot u_1 + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot u_2 \quad (8.1)$$

Z tohoto vztahu se odvodí vztah pro U_{1K} . Odvození vztahu pro U_{1L} a U_{1H} se zanedbá, protože bylo uvažováno $|U_{1H}| = |U_{1L}| = |U_{1K}|$.

$$\begin{aligned} u_a &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot |U_{1K}| + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot |U_{2H}| \\ u_a &= 0 \\ 0 &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot |U_{1K}| + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot |U_{2H}| \\ R_2 \cdot |U_{1K}| &= -R_1 \cdot |U_{2H}| \\ |U_{1K}| &= -\frac{R_1}{R_2} \cdot |U_{2H}| \\ U_{1pp} &= 2 \cdot \frac{R_1}{R_2} \cdot |U_{2H}| \end{aligned}$$

Za $|U_{1K}|$ se dosadí hodnota $\pm 2,5$ V. Stejná hodnota byla požadována i na výstupu z komparátoru. Bylo tedy zvoleno $|U_{2H}| = |U_{2L}| = |U_{2SAT}| = |2,5V|$. Z toho vyplývá, že za napětí $|U_{2SAT}|$ bude dosazeno taktéž $\pm 2,5$ V. Hodnota $|U_{2SAT}|$ je bezprostředně na výstupu komparátoru. Po dosazení uvedených hodnot dostáváme:

$$\begin{aligned} |U_{1K}| &= \frac{R_1}{R_2} \cdot |U_{2SAT}| \\ \frac{|U_{1K}|}{|U_{2SAT}|} &= \frac{R_1}{R_2} \\ \frac{|2,5|}{|2,5|} &= \frac{R_1}{R_2} \\ 1 &= \frac{R_1}{R_2} \end{aligned}$$

Hodnoty rezistorů byly uvažovány shodné. V praxi však musí být R_2 o něco málo větší než R_1 . Kdyby bylo R_1 mnohem menší než R_2 , bylo by výstupní napětí malé, proto je vhodné volit hodnoty odporů tak, aby se příliš nelišily. Byla zvolena hodnota $10 \text{ k}\Omega$ (jedná se o doporučenou hodnotu tak, jak je uvedeno v teoretickém úvodě v části o komparátoru). Odvození těchto vztahů je částečně čerpáno z literatury [3].

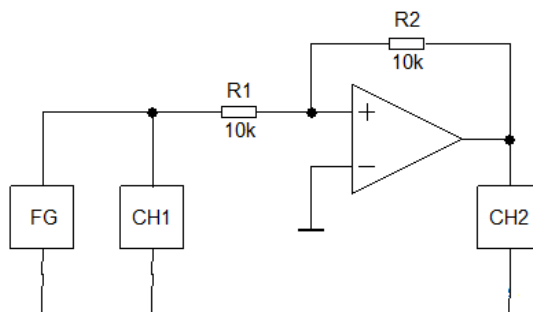
8.1.2 Měření a volba OZ

V dalším kroku byly zvoleny konkrétní OZ. Bylo voleno mezi OP27G, AD847J a OPA132. Hlavním parametrem pro volbu byla rychlost přeběhu (SR). Integrátor lze z dynamického hlediska považovat za ideální za předpokladu, že strmost nárůstu napětí $\Delta U_{pk}(T/2)$ nikdy nepřesáhne rychlost přeběhu integrátoru (SR_I). Pro nejkratší periodu tak musí platit vztah (8.2) [5]. Z tohoto vztahu jasně vyplývá, že s daným OZ můžeme zaručit pouze frekvenci, která je dána vztahem (8.3) [5]. Tento vztah ovšem platí za předpokladu $1/T_{min} = f_{MAX}$, kdy f_{MAX} je maximální frekvence zapojení.

$$\frac{2 \cdot \frac{R_1}{R_2} \cdot U_{2SAT}}{\frac{T_{min}}{2}} \leq SR_I \quad (8.2)$$

$$f_{MAX} \leq \frac{SR_I}{4 \cdot \left(\frac{R_1}{R_2} \right)} \cdot U_{2SAT} \quad (8.3)$$

Rychlost přeběhu všech tří OZ byla testována podle obvodu na obr. 8.3.



Obr. 8.3 - Měření SR jednotlivých OZ

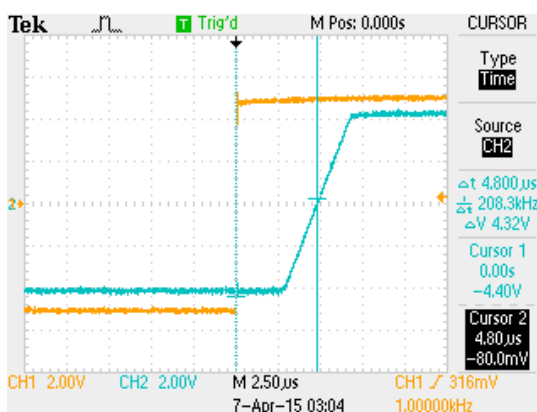
Tabulka 8.1 - Tabulka použitých měřicích přístrojů

označení ve schématu	přístroj	typ	inventární číslo
FG	Generátor funkcí	Agilent 33210A 10MHz	50000014176/0
CH1, CH2	Osciloskop	Tektronix TDS 2002B	74500220/0

Měřicí obvod byl zapojen podle obr. 8.3. Generátor funkcí se nastavil na rozkmit $V_{pp} = 5V$. Frekvence signálu z generátoru se postupně měnila. Byl vybrán rozsah frekvencí 100 Hz - 200 kHz. Změna frekvence na vstupu OZ vyvolala změnu na výstupu komparátoru. Při tomto měření se měřila doba, za kterou komparátor zareagoval na vstupní signál. Po změření všech potřebných hodnot se OZ vyměnil za jiný a opět se postupně měnila vstupní frekvence. Všechna měření jsou uvedena v příloze A. Vzorová ukázka je na obr. 8.4. Naměřené parametry jsou uvedeny v tabulce 8.2..

Tabulka 8.2 - Naměřené hodnoty

	OP27G		AD847J		OPA132	
$f[kHz]$	$\Delta t_h[\mu s]$	$\Delta t_L[\mu s]$	$\Delta t_h[ns]$	$\Delta t_L[ns]$	$\Delta t_h[\mu s]$	$\Delta t_L[\mu s]$
0,1	4,80	4,80	350	600	1,24	1,1
1	4,80	4,80	312	590	1,24	1,08
10	4,80	4,70	312	580	1,26	1,1
100	-	-	336	580	1,16	1,13
200	-	-	340	580	1,14	1,16



Obr. 8.4 - Měření zpoždění OZ

Z naměřených hodnot jasně vyplývá, že OZ AD847J je zdaleka nejrychlejší. Operační zesilovač OP27G na frekvencích 100 kHz a vyšších zcela ztrácel požadovaný tvar a tudíž byl vyhodnocen jako zcela nepoužitelný pro rychlejší aplikace. V dalších zapojeních se tedy počítalo pouze s OZ AD847J a OPA132. Kvůli značné rychlosti byl ve funkci komparátoru použit právě nejrychlejší z těchto operačních zesilovačů a to AD847J. Další OZ, které připadaly v úvahu, byly například OPA627 a OPA637. Tyto další se buď nepodařilo sehnat nebo byla jejich cena až příliš vysoká. Jejich katalogově lepší parametry nebyly až o tolik lepší, aby se cenově vyplatilo jejich použití, proto se přistoupilo právě k těmto třem měřeným OZ.

8.1.3 Výpočet zbylých hodnot zapojení

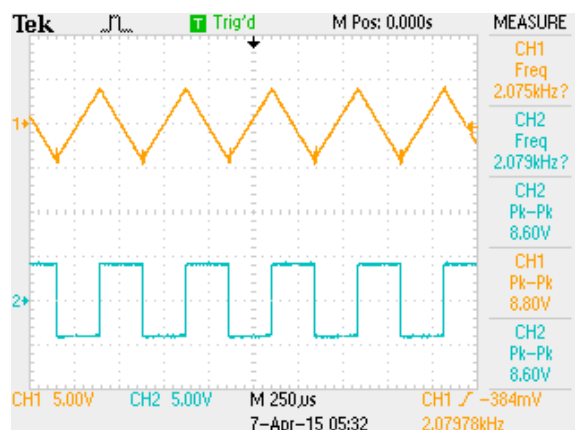
Celková generovaná frekvence navrženého generátoru vychází ze vztahu (3.7). Generovaná frekvence byla zvolena na 2 kHz. Frekvence je zvolena tak, aby se aspoň přibližně pohybovala kolem frekvence, která je požadována při celkovém zapojení. Hodnota kondenzátoru C_1 je při tomto měření zvolena na 1,5 nF. Tato hodnota vychází z mnoha měření závěrečných hodnot zapojení. Zbývá tedy dopočítat velikost rezistoru R_S .

$$T = 4 \cdot R_S \cdot C \cdot \frac{R_1}{R_2}$$
$$\frac{1}{f} = 4 \cdot R_S \cdot C \cdot \frac{R_1}{R_2}$$
$$\frac{1}{R_S} = 4 \cdot f \cdot C \cdot \frac{R_1}{R_2}$$
$$R_S = \frac{1}{4 \cdot C \cdot f} \cdot \frac{R_2}{R_1} = \frac{1}{4 \cdot 1,5 \cdot 10^{-9} \cdot 2 \cdot 10^3} \cdot \frac{10 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3} = 83,3 \text{ k}\Omega$$

Hodnota rezistoru R_S vyšla 83,33 k Ω . Z řady E12 byl vybrán rezistor o velikosti 82 k Ω . Jak už bylo uvedeno, na této hodnotě stejně nezáleží, protože se bude nahrazovat technologií spínaných kapacitorů.

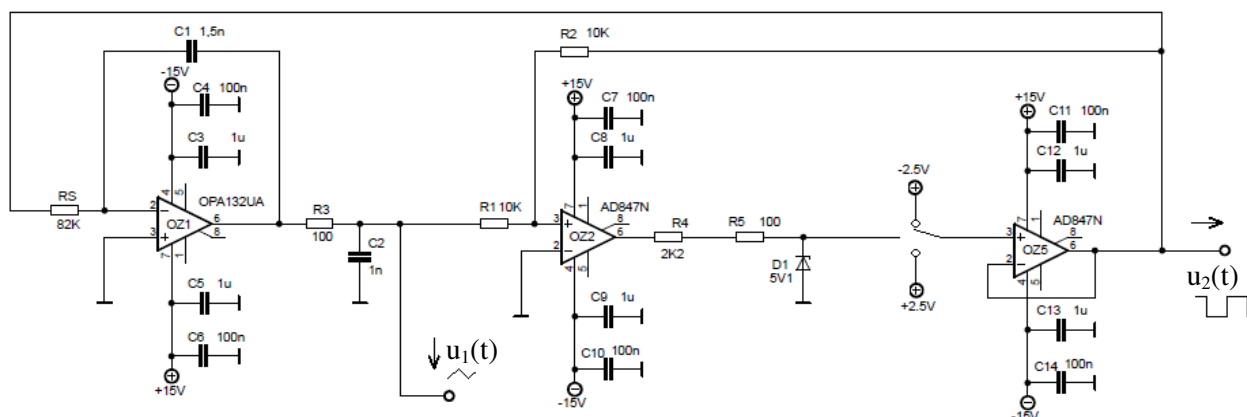
8.1.4 Měření funkce základního zapojení

Obvod byl zapojen podle zapojení na obr. 8.1. Obvod byl změřen pro odzkoušení správné funkce zcela základního zapojení generátoru. Správná funkce je znázorněna na obr. 8.5. Zapojení fungovalo přesně podle očekávání. OZ byly napájeny napětím ± 5 V. Generátor „kmital“ na frekvenci 2,075 kHz což se od teoretické hodnoty (2 kHz) liší pouze o 75 Hz. V dalších krocích bude tento obvod upraven pro lepší funkci a hlavně ladění výsledné frekvence.



Obr. 8.5 - Funkce základního generátoru

8.2 Rozšířené zapojení s použitím zdroje referenčního napětí



Obr. 8.6 - Rozšířené zapojení generátoru

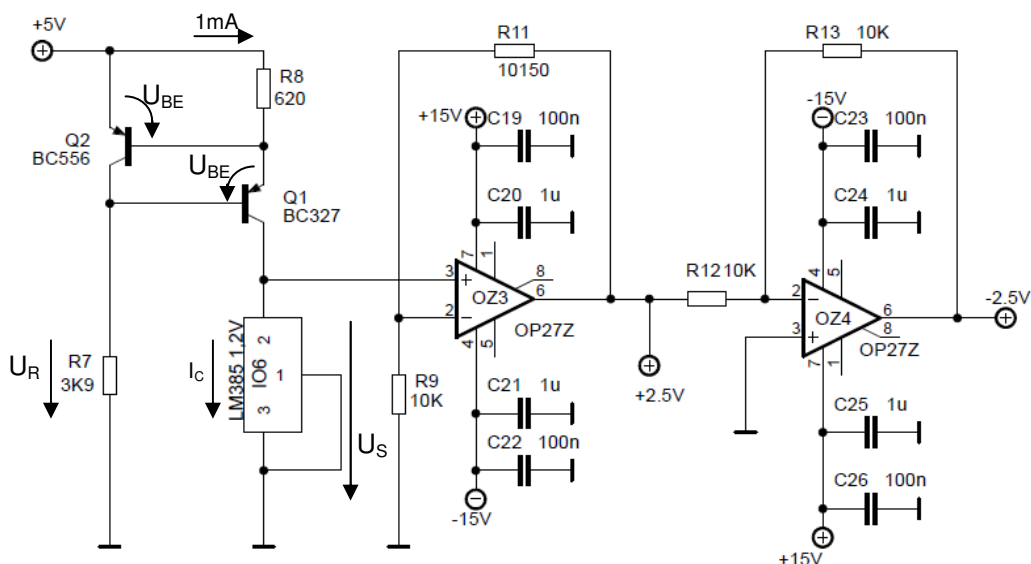
V návrhu na první pohled přibýlo několik nových prvků, ale hlavní smysl zapojení zůstal zachován. Nejprve byly přidány kondenzátory $C_3 - C_{14}$. Kondenzátory o velikosti $1\ \mu\text{F}$ jsou realizovány pomocí tantalových kondenzátorů a kondenzátory o velikosti $100\ \text{nF}$ jsou realizovány pomocí keramických kondenzátorů. Tyto blokové kondenzátory zde byly zařazeny z důvodu stabilního napájení OZ. Při měřeních byl používán zdroj od firmy Tesla s konkrétním označením Tesla BK 125. Tento zdroj je již starší a nevykazoval dobré parametry. Z tohoto důvodu byly do obvodu zařazeny právě blokové kondenzátory. V kapitole o ochraně OZ (2.3) je uvedeno více způsobů ochrany OZ, v práci byly však použity pouze tyto kondenzátory zapojené těsně k napájení operačního zesilovače.

Jako další nový výrazný prvek zde byl využit přepínač mezi dvěma referenčními napětími. Při návrhu byla stanovena maximální hodnota napětí výsledného signálu na $\pm 2,5\ \text{V}$ tedy $V_{pp} = 5\ \text{V}$. Tohoto omezení by bylo možné dosáhnout i klasickým omezovačem napětí za použití diod, jak je to popsáno v kapitole 5. Tyto omezovače ovšem využívají především zapojení diod, což sebou nese spoustu nevýhod. Především to je jejich velká závislost na okolní teplotě. Například u zapojení na obr. 5.3 prochází proud vždy dvěma Schottkyho diodami a jednou Zenerovou diodou, která svými vlastnostmi určuje napěťové omezení. Zenerova dioda by musela mít stejné tepelné vlastnosti jako obě Schottkyho diody dohromady. Jedná se o co nejmenší teplotní součinitel. Při běžných aplikacích se tento vliv zanedbává, ale pokud chceme opravdu stabilní a teplotně nezávislé řešení, musíme najít jinou cestu. Z těchto důvodů byla použita právě tato technologie. Návrh zdroje referenčního napětí je popsán níže. Samotný spínač, který má za úkol přepínání mezi referenčními napětími, je realizován pomocí obvodu HCF 4053BE. Tento integrovaný obvod v sobě obsahuje pouze tři přepínače, proto je pro naše účely zcela dostačující. Obvod byl zapojen podle jeho

katalogových údajů dostupných na [15]. Spínač je řízen signálem, který vystupuje z komparátoru. Tento signál ovšem s sebou nese i zápornou složku. Tato složka se musela vyfiltrovat, neboť spínač na ni nereaguje. Z tohoto důvodu je v zapojení zařazen i odpor R_5 a Zenerova dioda D_1 o velikosti 5V1. Toto zajistilo signál +5 V a 0 V (logická 1 a 0), který slouží pouze k přepínání přepínače.

Za tímto přepínačem je zařazen OZ5. Byl opět použit již prověřený AD847J, který je použit i jako komparátor. Při měření zapojení se bez tohoto obvodu projevil výrazný rozdíl v amplitudách signálu trojúhelníku $u_1(t)$ a signálu obdélníku $u_2(t)$. Maximální hodnota signálu vycházejícího na výstupu integrátoru byla vyšší než požadovaných $\pm 2,5$ V. Při pohledu na vzorec (3.6) je jasné proč tomu tak bylo. Z tohoto vzorce jasně vyplývá, že velikost amplitudy závisí na rezistorech zařazených u komparátoru tedy R_1 a R_2 . Do obvodu byl zařazen oddělovací operační zesilovač OZ5 a zapojením R_2 až na výstup OZ5 se tento problém vyřešil.

8.2.1 Návrh zdroje referenčního napětí



Obr. 8.7 - Schéma zapojení referenčního zdroje napětí

Vlastnosti referenčních zdrojů jsou definovány tolerancí jmenovité hodnoty napětí, její teplotní a časovou stabilitou, citlivostí na změnu zátěže a napájení. Ke generaci referenčního napětí se užívá buď teplotně kompenzované Zenerovy diody nebo přechodů BE bipolárních tranzistorů [4]. Zdroj referenčního napětí uvedený na obr. 8.7 se skládá z naprosto základního zapojení proudového zdroje a dvou OZ. Proudový zdroj je tvořený dvěma tranzistory BC556 a BC327, rezistory R_7 , R_8 a speciálním obvodem pro napětěvou referenci LM385 na 1,2 V. Rezistor R_7 otevírá tranzistor Q_2 a při dosažení dostatečného napětí na R_8 dojde i k otevření tranzistoru Q_1

a proud se tak stabilizuje na nastavené hodnotě označené ve schématu jako I_C . Výpočet R_7 a R_8 při $I_C = 1 \text{ mA}$ a $U_{BE} = 0,65 \text{ V}$:

$$R_8 = \frac{U_{BE}}{I_C} = \frac{0,65}{1 \cdot 10^{-3}} = 650 \Omega$$

$$R_7 = \frac{U_R - 2 \cdot U_{BE}}{I_C} = \frac{5 - 2 \cdot 0,65}{1 \cdot 10^{-3}} = 3,7 \text{ k}\Omega$$

Hodnota odporu rezistoru R_8 vyšla na hodnotu 650Ω , nejbližší z řady byl zvolen 620Ω . Rezistor R_7 byl zvolen nejbližší z řady $3,9 \text{ k}\Omega$. Po změření proudového zdroje byla získána hodnota napětí $U_S = 1,24 \text{ V}$. Z této hodnoty se vycházelo dále při výpočtech zbylých odporů. Zapojené OZ jsou opět doplněny o blokovací kondenzátory umístěné přímo u napájení OZ. Byly zvoleny v obou případech OP27G. OZ3 má za úkol nastavit požadované referenční napětí $+U_{ref}$. Druhý OZ4 je zapojen jako invertor. Ten má za úkol pouze otočení polaroty oproti výstupu z OZ3. Jelikož je požadováno pouze otočení polaroty při nezměněné velikosti napětí, volí se rezistory R_{12} a R_{13} stejné. Pokud se volí rezistory o stejné hodnotě, tak je doporučená hodnota $10 \text{ k}\Omega$. Při výpočtu hodnoty rezistoru R_{11} se vychází ze známého vzorce (8.4).

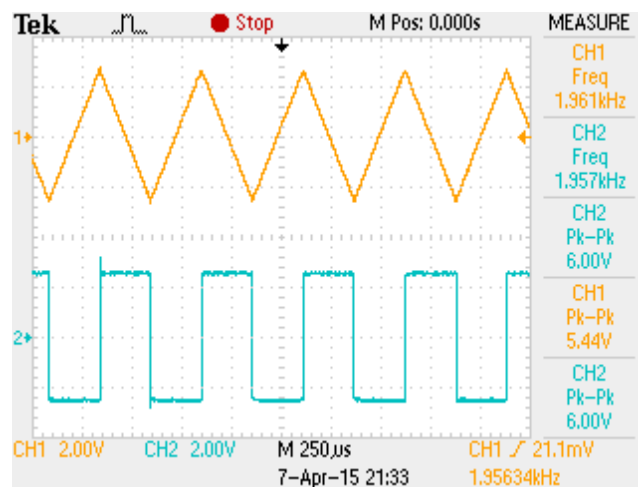
$$U_{ref} = U_S \cdot \left(1 + \frac{R_9}{R_{11}} \right) \quad (8.4)$$

Hodnota R_9 byla zvolena na $10 \text{ k}\Omega$. Po úpravě vzorce (8.4) byla dopočítána i hodnota rezistoru R_{11} . Tato hodnota vyšla na 10161Ω . Pro přesnost zapojení se tato hodnota realizovala sériovou kombinací rezistorů o velikostech $R_{10} = 10 \text{ k}\Omega$ a $R_{11} = 150 \Omega$.

$$U_{ref} = U_S \cdot \left(1 + \frac{R_9}{R_{11}} \right) \Rightarrow$$

$$R_{11} = R_9 \cdot \left(\frac{U_{ref}}{U_S} - 1 \right) = 10 \cdot 10^3 \cdot \left(\frac{2,5}{1,24} - 1 \right) = 10161,29 \Omega$$

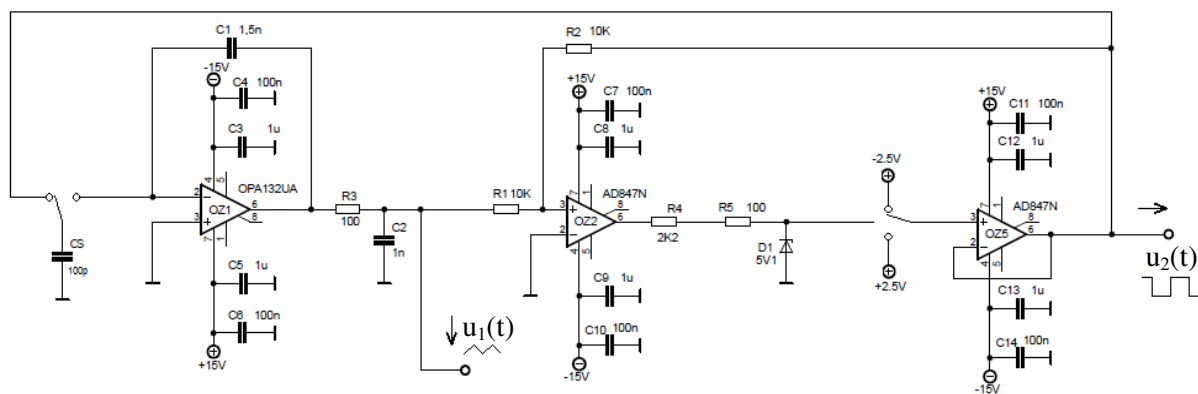
8.2.2 Měření správné funkce generátoru se zapojeným U_{ref}



Obr. 8.8 - Měření správné funkce rozšířené verze generátoru

Na obr. 8.8 je ukázkové zobrazení správné funkce rozšířeného zapojení generátoru. Zapojení by mělo mít stejnou frekvenci jako u zcela základního zapojení. Tato frekvence je oproti teoretické hodnotě (ta byla použita při výpočtech) o 43 Hz nižší. Tato nesrovnalost je zcela zanedbatelná, a proto můžeme prohlásit, že obvod pracuje přesně podle teorie. Použitý odpor R_S bude v dalších krocích nahrazen pro celkovou laditelnost obvodu.

8.3 Použití technologie spínaných kapacitorů



Obr. 8.9 - Zapojení generátoru s pomocí technologie SC

Zapojení zůstalo naprosto stejné jako na obr. 8.6 pouze odpor R_S byl nahrazen technologií spínaných kapacitorů tak, jak je uvedeno na obr. 8.9. Bylo vybráno zapojení jaké je uvedeno v teoretickém úvodu, konkrétně se jedná o zapojení na obr. 4.3. V této práci nebylo testováno jiné

zapojení, neboť ostatní byla testována již v literatuře [1]. Bylo vybráno pouze to nejlepší. Samotný přepínač je zde realizován opět obvodem HCF 4053BE. Tento obvod byl již použit při přepínání referenčního napětí. Jak již bylo zmíněno dříve, pouzdro HCF 4053BE obsahuje celkem tři přepínače. Po sérii měření však bylo rozhodnuto, že tyto dva přepínače budou využity v samostatných pouzdrech, neboť přepínač pro SC svoji frekvencí ovlivňoval přepínač na přepínání referenčního napětí. Přepínač pro technologii SC je řízený externím generátorem funkce (ten bude později nahrazen). Jedná se o konkrétní model Agilent 33210A. Bylo rovněž testováno zapojení s obvodem LTC 1043.

Obvod LTC 1043 je stavební blok od firmy Linear Technology vyrobený speciálně pro funkci v obvodech se spínanými kapacitami. Integrovaný obvod LTC 1043 v sobě obsahuje dva stejné bloky a v každém z nich pak dvojici přesných, nábojově vyvážených, analogových spínačů, ke kterým lze připojit externí kondenzátory. Uvnitř obvodu se nachází i generátor spínacího signálu. Tento generátor se dá však obvodově odpojit a použít externí generátor, který bude lépe laditelný. Generátor je však omezen hodnotou 5 MHz, která je limitní pro CMOS technologii. Za použití přesných OZ je pak možné poměrně jednoduše vytvářet celou řadu obvodových systémů využívajících spínané kondenzátory, jako jsou například přesné přístrojové zesilovače, spínané filtry a spousta jiných. Dále stojí za zmínění i několik katalogových údajů o tomto obvodu. Napájecí napětí mezi piny U_+ a U_- nesmí klesnout pod 3 V a překročit hodnotu 18 V. Vstupní napětí U_{in} přiváděné na vývody by mělo být v rozmezí -0,3 V až max. ($U_+ + 0,3$) V. Rozsah pracovních teplot okolí by měl být pro tento IO v rozsahu -40 °C až +125 °C. O tomto obvodu a o jeho možnostech zapojení výstižně pojednává diplomová práce [17].

Opět po sérii měření bylo rozhodnuto, že zapojení bude nadále využívat zapojení s HCF 4053BE. Obvod LTC 1043 nevykazoval tak dobré vlastnosti jak bylo plánováno. Samotné zapojení tohoto obvodu nebylo jednoduché. Konečné výsledky však zdaleka neodpovídaly ideální funkci. Obvod LTC 1043 má jako hlavní výhodu vnitřní generátor řídicího signálu, který však bude v práci realizován jiným způsobem pro jiné frekvence, a tudíž se od obvodu LTC 1043 upustilo.

8.3.1 Výpočet hodnoty kondenzátoru pro SC

Při výpočtu hodnoty kondenzátoru C_S se opět vychází ze vzorce (3.7). Při úpravě vztahu je očekáván poměr mezi R_1 a R_2 roven jedné. Tyto odpory tedy při výpočtu zanedbáváme.

$$T = 4 \cdot R \cdot C_1 \cdot \frac{R_1}{R_2}$$

$$\frac{1}{f_{gen}} = 4 \cdot R \cdot C_1$$

$$f_{gen} = \frac{1}{4 \cdot R \cdot C_1}$$

Do tohoto vztahu se dosadí vzorec (4.1). Hodnota f_{gen} je hodnota frekvence odpovídající celkové frekvenci obvodu. Frekvence f_s je označení pro frekvenci, která se využívá pro spínání v obvodu s SC. Dále za poměr f_{gen}/f_s dosadí poměr $1/50$, který vychází z teorie o spínaných kapacitorech.

$$f_{gen} = \frac{1}{4 \cdot R \cdot C_1}$$

$$f_{gen} = \frac{1}{4 \cdot \frac{1}{f_s \cdot C_S} \cdot C_1} = \frac{C_S \cdot f_s}{4 \cdot C_1}$$

$$\frac{C_S}{C_1} = \frac{f_{gen}}{f_s} \cdot 4 = \frac{1}{50} \cdot 4 = 0,08$$

$$C_S = C_1 \cdot 0,08$$

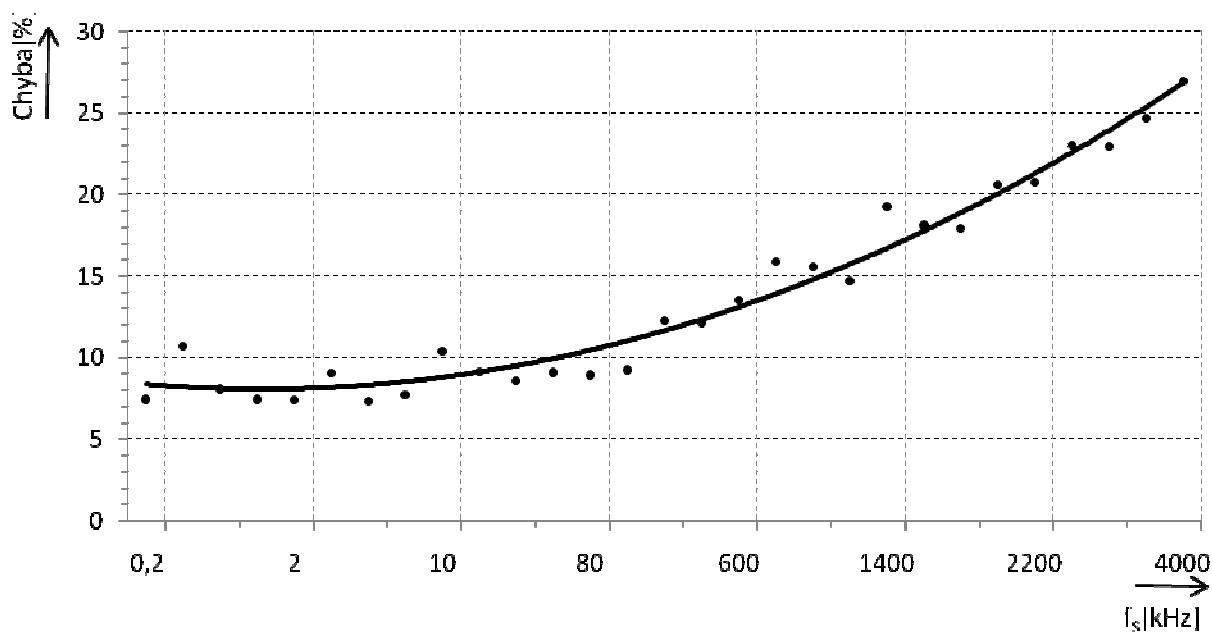
Z uvedeného vztahu vyplývá, že hodnota kondenzátoru C_S musí být 0,08 krát menší než zvolená hodnota C_1 . Hodnota C_1 byla po celou dobu testování nastavená na hodnotu 1,5 nF. Po jednoduchém výpočtu dostáváme tedy hodnotu $C_S = 120$ pF. Po několika testováních obvodu byla nakonec zvolena hodnota kondenzátoru 100 pF. Bylo vyzkoušeno několik konstrukčně odlišných kondenzátorů. Nakonec byl použit fóliový kondenzátor WIMA na 100 V.

8.3.2 Měření správné funkce

Po navrhnutí generátoru již s technologií SC byl obvod opět proměřen. Tentokrát se testoval rozsah frekvence a sledovala se i odchylka skutečné f_{gen} oproti f'_{gen} teoretické. Obvod byl zapojen podle obr. 8.9. Spínací frekvence f_s byla generována externím generátorem funkcí. Postupně se upravovala tato frekvence a sledovala se generovaná frekvence f_{gen} . Zároveň se nahlíželo na správný tvar obou průběhů. Všechny parametry byly zaznamenány do tabulky 8.3. Jednotlivé náhledy z osciloskopu jsou uvedeny v příloze B. Měřicí přístroje byly opět použity ty, které jsou uvedeny v tabulce 8.1.

Tabulka 8.3 - Měření zapojení generátoru s technologií SC

$f_s[\text{kHz}]$	4000	3500	3000	2500	2200	2000	1800	1600	1400	1200
$f_{\text{gen}}[\text{kHz}]$	58,48	52,74	46,25	38,49	34,88	31,77	29,55	26,21	22,61	20,48
$f'_{\text{gen}}[\text{kHz}]$	80	70	60	50	44	40	36	32	28	24
$f_s[\text{kHz}]$	1000	800	600	400	200	100	80	60	40	20
$f_{\text{gen}}[\text{kHz}]$	16,89	13,46	10,38	7,029	3,509	1,815	1,457	1,091	0,7313	0,3635
$f'_{\text{gen}}[\text{kHz}]$	20	16	12	8	4	2	1,6	1,2	0,8	0,4
$f_s[\text{kHz}]$	10	8	6	4	2	1	0,8	0,5	0,2	0,1
$f_{\text{gen}}[\text{kHz}]$	0,1792	0,1477	0,1112	0,07275	0,03703	0,01851	0,01471	0,008931	0,003702	-
$f'_{\text{gen}}[\text{kHz}]$	0,2	0,16	0,12	0,08	0,04	0,02	0,016	0,01	0,004	0,002



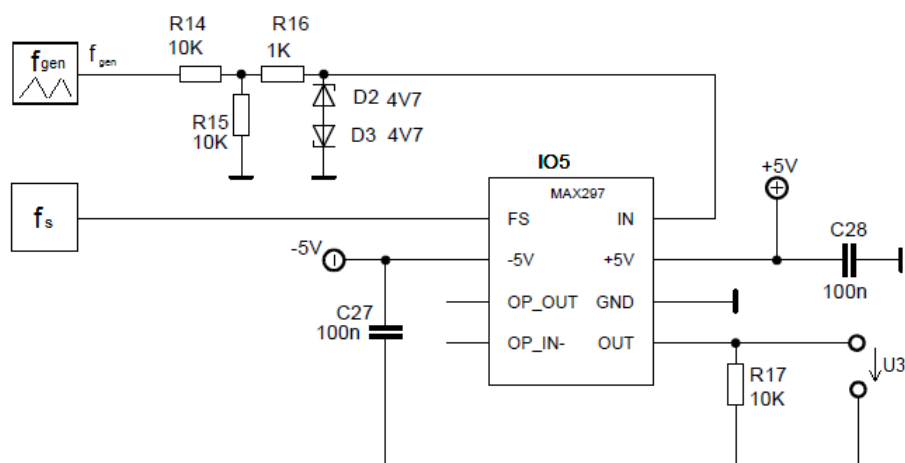
Obr. 8.10 - Graf závislosti procentuální chyby na f_s

Na obr. 8.10 je znázorněn graf chyby v procentech na f_s . Chyba vychází z rozdílu mezi naměřenou frekvencí (f_{gen}) generátoru a teoretickou generovanou frekvencí (f'_{gen}). Z grafu vyplývá, že chyba naměřené a teoretické hodnoty se zvyšuje se stoupající frekvencí. Hodnotu při $f_s = 100$ Hz již nebylo možné změřit použitým osciloskopem Tektronix TDS 2002B, a tak je hodnota 200 Hz nejnížší změřenou hodnotou. Můžeme tedy tvrdit, že takto sestavený obvod pracuje s chybou do 10 % od $f_s = 0,2$ kHz až po $f_s = 100$ kHz. To znamená správné generování frekvence v rozsahu 3,7 Hz – 1,815 kHz. Obvod se dá v omezené míře použít i do frekvence $f_s = 2$ MHz při 20 % rozdílu mezi teoretickou a změřenou hodnotou, což zvyšuje hodnotu generované frekvence na $f_{\text{gen}} = 31,77$ kHz. Na náhledech z měření, které jsou uvedeny v příloze B, je patrná funkce technologie spínaných kapacitorů. Na průběhu trojúhelníku je jasně patrné přepínání přepínače u kondenzátoru C_s . To se projeví „schodovitým“ tvarem signálu. Tento nedostatek se částečně snaží upravit zařazený kondenzátor C_2 . Stále je však do velké míry v obvodu patrný, ne však tolik. Z toho důvodů byl tento jev nadále zanedbáván.

8.4 Filtr s SC

Z teorie spínaných kapacitorů je patrné, že tato technologie se nehodí do obvodů, kde je na škodu impulsní charakter proudu. Při realizaci kmitočtových filtrů však tato skutečnost nevádí, neboť vstupním i výstupním signálem u těchto filtrů je napětí. Impulsní proud znamená to, že se napětí ve spínaném obvodu nebude měnit plynule, ale bude se měnit skokově v okamžicích periodických změn stavů jednotlivých spínačů. Proto i při realizaci filtru byla opět zvolena technologie s SC.

Samotný filtr byl vybrán podle potřebných parametrů navržených v programu NAF. Tyto parametry jsou přesněji popsány v kapitole 7, která pojednává právě o teorii filtrů. Byl vybrán integrovaný filtr od firmy MAXIM. Při nahlédnutí do katalogu od této firmy byl vybrán konkrétní typ MAX297 (parametry ostatních filtrů od firmy MAXIM jsou uvedeny v tabulce v příloze D). Tento filtr přetransformuje signál pilový na signál sinusový. Hlavním důvodem zvolení právě tohoto filtru byla jeho přeladitelnost na základě řídicí frekvence f_s . Tento signál je shodný s původním signálem f_s , který ovládá i přepínač v předchozím realizovaném zapojení. Takovéto zapojení je zobrazeno na obr. 8.11. Toto zapojení opět obsahuje blokovací kondenzátory C_{27} a C_{28} . Oba tyto kondenzátory jsou o velikosti 100 nF. Zenerovy diody D_1 a D_2 o velikosti 4V7 mají za úkol omezení vstupního signálu na 5 V. Z tohoto důvodu je na vstupu zařazen i dělič, který je složen z rezistorů R_{14} a R_{15} . Toto omezení bylo potřeba však pouze při ladění celého obvodu, neboť ve výsledném zapojení je amplituda všech signálů nastavena na 2,5 V.



Obr. 8.11 - Zapojení filtru

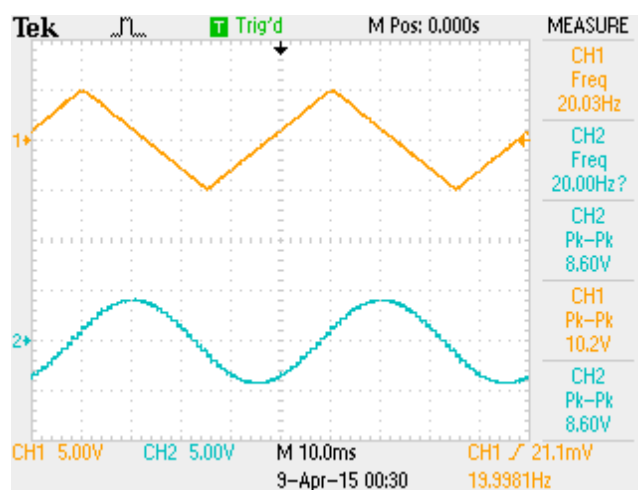
8.4.1 Měření funkce filtru

Měření správné funkce je zobrazeno na obr. 8.11. Za zdroj pilového signálu f_{gen} byl připojen externí generátor funkcí Agilent 33210A. Za zdroj řídicího signálu f_s byl připojen taktéž externí generátor funkcí stejného typu. Na výstupu filtru byl připojen osciloskop. Postupnou změnou frekvencí f_{gen} a f_s v poměru 1/50 byla zjištěna správná funkce filtru. Obvod byl testován při $f_s = 8 \text{ MHz}$ až $f_s = 1 \text{ kHz}$. Na uvedeném rozsahu pracoval velmi přesně. Správná funkce filtru je zobrazena na náhledu z osciloskopu na obr. 8.12. Ostatní náhledy z měření jsou uvedeny v příloze E. Na sinusovém signálu je vidět „schodovitý“ průběh. To je opět, stejně jak u signálu trojúhelníkového, způsobeno přepínáním přepínače, který je použit v technologii spínaných kapacitorů.

Bylo provedeno i orientační měření funkce filtru v závislosti na okolní teplotě. Pro měření byl obvod zapojen stejně jako je zobrazen na obr. 8.11. Samotný filtr byl ale umístěn do speciálního boxu, ve kterém je možno regulovat teplotu. Teplota byla měřena pomocí multimetru HC-3500T. Filtr byl testován při třech různých frekvencích a bylo sledováno napětí V_{pp} . Naměřené hodnoty jsou uvedeny v tabulce 8.4 a náhledy měření v příloze H. Náhledy byly odebrány pouze při teplotě 24°C a 34°C , neboť měřený parametr V_{pp} se na rozsahu $24^\circ\text{C} - 70^\circ\text{C}$ nijak neměnil. Navržený filtr byl tedy na měřeném rozsahu teploty stabilní a velmi malé odchylky jsou způsobeny rozlišovací schopností osciloskopu.

Tabulka 8.4 - Měření filtru v závislosti na teplotě

	24 °C	34 °C	45 °C	55 °C	70 °C
$f_{gen}[kHz]$	$V_{PP}[V]$	$V_{PP}[V]$	$V_{PP}[V]$	$V_{PP}[V]$	$V_{PP}[V]$
20	8,56	8,56	8,56	8,56	8,40
10	8,56	8,56	8,56	8,56	8,56
0,2	8,40	8,40	8,40	8,40	8,40

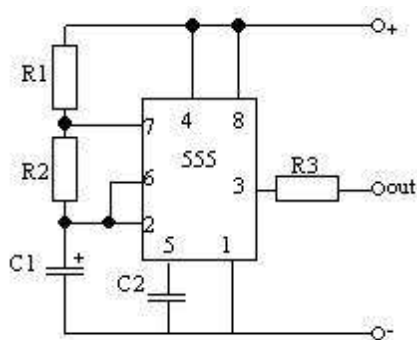


Obr. 8.12 - Měření správné funkce filtru

8.5 Návrh generátorů pulzů

Obvod tedy generuje obdélníkový, trojúhelníkový a za pomoci filtru i sinusový signál. Tento obvod je laditelný v závislosti na řídicí frekvenci f_s . Stejná frekvence řídí i navržený laditelný filtr. K „samostatnosti“ celého zapojení chybí pouze zdroj řídicího signálu. Existuje obrovské množství různých jednoduchých zapojení generátorů pulzů. Tyto jednotlivé pulsy se mohou upravit na požadovaný tvar obdélníkového signálu se střídou 50 % pomocí například D klopného obvodu nebo jiných aplikací. V této práci bylo vyzkoušeno mnoho zapojení. Některé jsou zmíněny podrobněji.

8.5.1 Integrovaný obvod 555



Obr. 8.13 - Zapojení IO 555 [19]

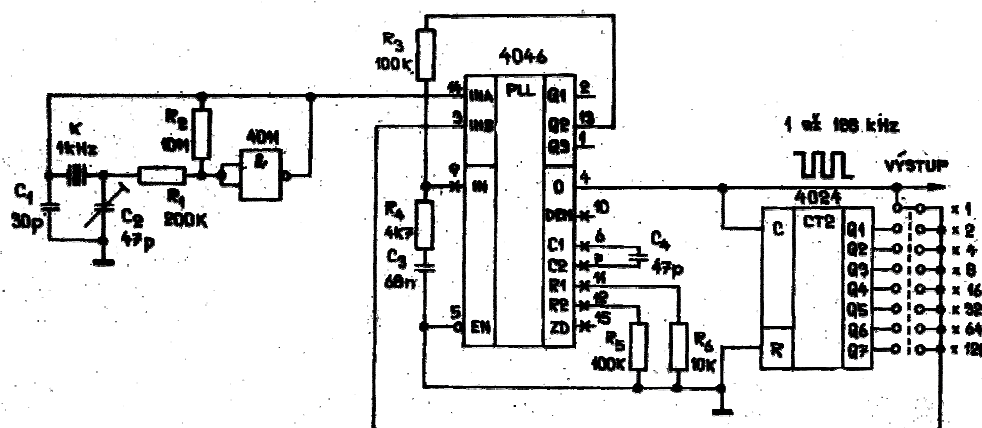
Obvod NE555 uvedla na trh v roce 1972 firma Signetics. Jedná se o poměrně jednoduchý, ale velice účelně navržený časovací obvod s analogovou i číslicovou částí integrovanou na jednom čipu. Tato součástka je v dnešní době stále velice využívána. Ročně se jí vyrobí více než miliarda. Díky její oblíbenosti je na internetu dostupných i několik kalkulátorů pro zvolení konkrétních prvků a výpočet požadované frekvence. Tyto kalkulátory jsou dostupné i v mobilních zařízeních. Samotný obvod v sobě ukrývá odporový dělič, který je umístěn na vstupu. Tento dělič zajišťuje dvě referenční napětí pro vstupní komparátory. Komparátory porovnávají vstupní napětí a na základě jejich velikosti se upraví výstup. Za těmito komparátory je klopný obvod typu RS, za ním následuje invertující výstupní stupeň a v poslední řadě tranzistor s otevřeným kolektorem. I toto relativně jednoduché zapojení integrovaného obvodu má velmi pozoruhodné vlastnosti. Umožňuje časování v mezích mikrosekund až po hodiny, přičemž časovací intervaly jsou prakticky nezávislé na velikosti napájecího napětí. Dále obvod umí měnit střídu výstupního signálu, odebírat nebo naopak dodávat proud až 200 mA, ovládat logické obvody TTL a mnoho dalších vlastností. Mezi základní režimy obvodu patří: astabilní režim (oscilátor, generátor obdélníkového signálu), monostabilní režim (časovač se zpožděným vypnutím) a zpožďovací obvod (časovač se zpožděným zapnutím).

Tento obvod ovšem nedosahuje tak přesných frekvencí, jakých bylo v této práci požadováno. Jeho přeladitelnost ve většině zapojení spočívá v odporových trimrech zapojených jako dělič na vstupu. Z důvodu nestabilní frekvence bylo v práci zvoleno jiné řešení.

8.5.2 Smyčka fázového závěsu s použitím IO 4046

Je-li požadován přesný, stabilní a programovatelný kmitočet, tak se tak řeší použitím metody kmitočtové syntézy. Při přímé kmitočtové syntéze se používají obvody pro součet a rozdíl kmitočtů (směšovače), pro násobení (generátory vyšších harmonických) a pro dělení kmitočtů (děliče). Modernější metodou je nepřímá kmitočtová syntéza využívající smyčky fázového závěsu, doplněné programovatelnými děliči kmitočtu pro dělení a násobení kmitočtů celými čísly, případně směšovači pro realizaci součtu nebo rozdílu skupin kmitočtů.

Pro konstrukci moderních kmitočtových syntezátorů a kmitočtových ústředí je možné použít integrovaný obvod CMOS 4046, který v sobě obsahuje všechny aktivní prvky smyčky fázového závěsu. IO fázového závěsu 4046 má napětím řízený multivibrátor s lineární závislostí kmitočtu na řídicím napětí, fázový a kmitočtově fázový komparátor se společnými vstupy, dále sledovač signálu pro použití ve funkci kmitočtového demodulátoru a pomocný obvod k indikaci synchronovaného stavu. Obvod lze použít pro kmitočty až 1,4 MHz. Dosažitelný kmitočet souvisí s napájecím napětím. Při $U_{DD} = 10 \text{ V}$ je $f < 1,4 \text{ MHz}$, při $U_{DD} = 15 \text{ V}$ potom až $f < 1,9 \text{ MHz}$. Integrovaný oscilátor řízený napětím je realizován multivibrátorem, jehož kmitočet je určen časovacími prvky R_1 a C_1 . Jejich velikost se určí pomocí křivky, která je uvedena například v [20]. Poměr odporů R_2 a R_1 určuje celkovou přeladitelnost oscilátoru. Doporučený rozsah pro oba odpory je $5 \text{ k}\Omega$ až $1 \text{ M}\Omega$, kapacita $C > 50 \text{ pF}$ pro $U_{DD} > 10 \text{ V}$ a $C > 100 \text{ pF}$ pro $U_{DD} = 5$ až 10 V . Signál na výstupu oscilátoru má v celém rozsahu přeladění střidu přibližně 1 : 1. Ostatní parametry a princip návrhu je podrobněji popsán v [20]. Na obr. 8.14 je příklad zapojení obvodu smyčky fázového závěsu pro návrh a stavbu kmitočtového syntezátoru.



Obr. 8.14 - Zapojení jednoduchého kmitočtového syntezátoru [20]

Opěrný referenční signál je dodáván oscilátorem s krystalem $f_K = 1$ kHz. Pravoúhlé kmity z jeho výstupu jsou uvedeny na vstup INA fázového komparátoru obvodu 4046. Výstupní impulsy z třístavového výstupu Q_2 komparátoru II jsou filtrovány dolní kmitočtovou propustí s prvky R_3 , R_4 a C_3 . Vyhlazený ss nebo nf signál je veden na řídicí vstup IN oscilátoru řízeného napětí. Výstupní pravoúhlé kmity z oscilátoru nejsou vedeny přímo na vstup INB fázového komparátoru, ale jejich kmitočet je nejprve upraven v děliči. V ustáleném stavu ve smyčce platí vztah (8.5). Pokud by před vstup INA byla zařazena další dělička 4024 s dělicím poměrem M , tak by pro výsledný kmitočet platil vztah (8.6) [21]. Tímto způsobem by bylo dosaženo přesného ladění výstupního kmitočtu.

$$f_C = \frac{f_{VYST}}{N} \quad (8.5)$$

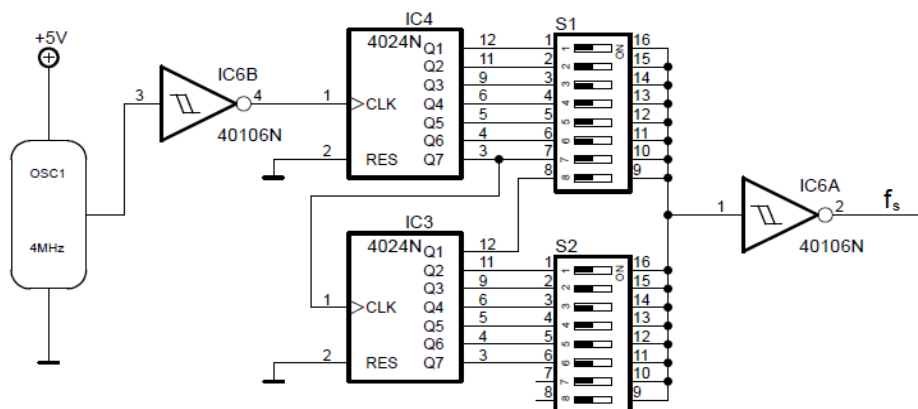
$$f_C = \frac{M}{N} \cdot f_{VYST} \quad (8.6)$$

Frekvence f_C je kmitočet na výstupu výběrového přepínače. Přesnost a stabilita kmitočtů $f_{VYST} = 1, 2, 4, 8, \dots, 128$ kHz je dána výhradně shodnými parametry použitého krystalu. Dělicí poměry N a M určují dělicí poměry na výstupu a vstupu IO 4046. [20]

Tento způsob představuje velmi přesné řešení realizace řídicího signálu potřebného pro celkové ladění generátoru. Přes veškerou snahu se tento obvod nepodařilo zapojit do správné funkce. Vstupní krystalový oscilátor byl dokonce nahrazen obvodem 4060, který v sobě ukrývá oscilátor s čtrnáctistupňovým čítačem. IO 4060 byl použit z důvodu malé ceny a hlavně kvůli integrovanému čítači, který lze použít na vstupu jako dělič. Z vnitřního schématu uvedeného v katalogovém listě je patrná funkce obvodu. V první části je oscilátor tvořený třemi hradly. Na výstupu oscilátoru (pin 9) je frekvence shodná s rezonanční frekvencí použitého krystalu. Za oscilátorem následuje čtrnáctistupňový čítač sestavený ze stejného počtu klopných obvodů JK. První následuje za čtvrtým klopným obvodem. Jeho výstup je na pinu 7, kde je naměřitelná frekvence šestnáctkrát nižší oproti frekvenci oscilátoru. Ostatní klopné obvody již mají vyvedeny výstupy, kromě jedenáctého. Analogicky frekvence za každým klopným obvodem je dvakrát nižší než u předchozího. Vnitřní schéma, rozmístění vývodů a ostatní parametry viz katalogový list [22].

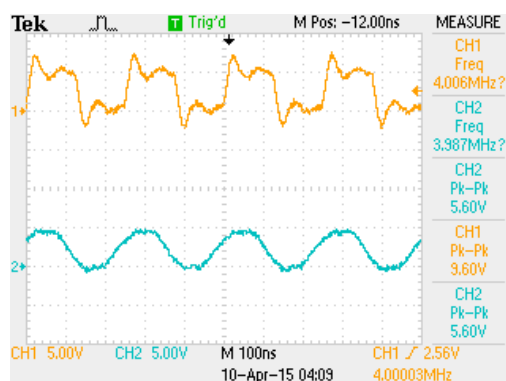
V konečném obvodu se toto obvodové řešení nakonec stejně jevilo až příliš složité, a proto byl zvolen jiný daleko jednodušší způsob generování pulzů.

8.5.3 Zapojení krystalu a děličů



Obr. 8.15 - Generátor pulzů o čtrnácti stupních

Obvodové řešení, které bylo ve výsledku práce použité, je ve své podstatě velice jednoduché a je zobrazeno na obr. 8.15. Jedná se o zapojení zapouzdřeného krystalového oscilátoru na 4 MHz s dvěma děliči. Krystalový oscilátor byl zakoupen v GME a jeho cena k roku 2015 byla 52 Kč. Výstup z oscilátoru jde na oddělovací hradlo 40106, které má za úkol signál z oscilátoru „vyhladit“ a dát mu na výstupu parametry odpovídající vstupům TTL obvodům. Na obr. 8. 16 je znázorněno měření se zapojeným hradlem a s nezapojeným hradlem. Výstup z tohoto oddělovacího hradla jde dále do děličky kmitočtů CD 4024. Poslední výstup z této děličky (pin 3) navazuje na vstup další děličky CD 4024 a tím se dělicí rozsah zvyšuje na 14 frekvencí. Mohl se použít i obvod CD 4020, který má již integrovaných 14 rozsahů, ale bohužel se ho nepodařilo sehnat. Každý z těchto výstupů obou děliček jde do DIP přepínačů, které mají spojeny všechny své výstupy. Jednotný výstup z přepínačů jde opět do oddělovacího hradla. Na výstupu hradla je již odebíraná požadovaná řídicí frekvence f_s . Tato frekvence má tedy maximální hodnotu 2 MHz a za každým dalším přepínačem bude tato frekvence o polovinu menší až do frekvence 244,14 Hz.



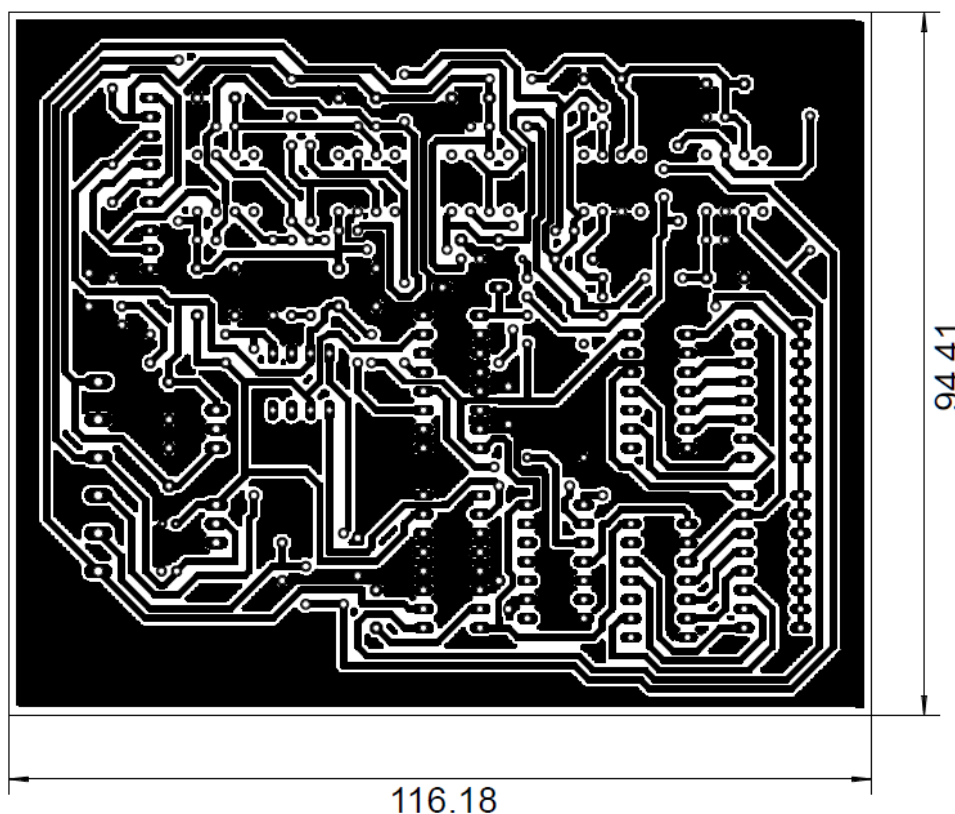
Obr. 8.16 - Měření zapouzdřeného oscilátoru

9 Realizace na DPS

9.1 Návrh obrazce plošného spoje

Samotný návrh je v dnešní době nejjednodušší navrhnout pomocí specializovaných programů pro návrh plošného spoje. Je mnoho programů, které jsou k tomuto účelu vytvořené. Největšími zástupci v této kategorii jsou programy: Eagle, Pads, Formica. Pro návrh diplomové práce byl zvolen program Eagle. Je to především z důvodu jednoduchosti, přehlednosti a dostupnosti. Tento editor je spustitelný na platformách Windows, Linux a MAC OS.

Výsledný návrh DPS je uveden na obr. 9.1. Celkové schéma zapojení je potom uvedeno v příloze F. V této příloze je rovněž celkové zapojení celého obvodu a další obrázky pro tvorbu DPS. Seznam použitých součástek je v příloze G.



Obr. 9.1 - Zapojení na DPS

9.2 Měření sestaveného zapojení na DPS

Po sestavení celkového zapojení na desku plošných spojů bylo zapojení proměřeno a byla tak ověřena jeho správná funkce. Náhledy z tohoto měření jsou uvedeny v příloze I. Naměřené frekvence jsou uvedeny v tabulce 9.1. Dále se měřily hodnoty V_{PP1} (U_1 - trojúhelník), V_{PP2} (U_2 - obdélník) a V_{PP3} (U_3 - sinus). Hodnota napětí V_{PP} se ve všech třech případech zvyšuje v závislosti na zvyšující se řídicí frekvenci f_s , to je způsobeno především dynamickými vlastnostmi OZ. Při překlopení komparátoru z jedné úrovně do druhé, protékajícímu proudu ještě chvíli trvá, než zareaguje a začne se snižovat. To se projeví překmitem napětí nad 2,5 V jak už u náběžné, tak i u sestupné hrany signálu. Tento jev je více popsán v teorii OZ uvedené výše. Překmity je však možno zanedbat, protože na výsledný signál nemají výraznější vliv. Při měření se tentokrát neměřila odchylka generované frekvence f_{gen} od teoretické, protože tento parametr byl měřen již dříve.

Tabulka 9.1 - Měření finálního zapojení

$f_s[\text{kHz}]$	0,2445	0,4878	0,9804	1,923	3,906	7,815	15,63
$f_{gen}[\text{Hz}]$	4,286	8,439	17,17	35,49	69,35	137,4	279,6
$V_{PP1}[\text{V}]$	5,36	5,44	5,44	5,44	5,44	5,44	5,60
$V_{PP2}[\text{V}]$	5,20	5,20	5,20	5,52	5,20	5,20	5,20
$V_{PP3}[\text{V}]$	4,40	4,40	4,48	4,48	4,48	4,40	4,40
$f_s[\text{kHz}]$	31,25	62,50	125,0	250,0	500,2	1000	2016
$f_{gen}[\text{Hz}]$	539,1	1096	2271	4409	8503	16820	32240
$V_{PP1}[\text{V}]$	5,44	5,44	6,00	5,76	5,76	6,08	6,32
$V_{PP2}[\text{V}]$	5,36	5,20	5,76	7,68	7,44	8,32	8,48
$V_{PP3}[\text{V}]$	4,40	4,48	4,72	4,64	4,88	4,96	4,96

10 Závěr

Cílem diplomové práce bylo navržení stabilního generátoru harmonických signálů se zvýšenou teplotní stabilitou frekvence a amplitudy. Zapojení dvou operačních zesilovačů ve funkci integrátoru a komparátoru bylo zvoleno jako hlavní obvod. Takto zapojené operační zesilovače tvoří základní generátor signálů. Na výstupu integrátoru je odebírán trojúhelníkový signál, na výstupu komparátoru pak obdélníkový. Z důvodu teplotní stability jsou rezistory na komparátoru stejné. Základní obvod byl upraven tak, aby bylo možné měnit jeho výstupní frekvenci. Z tohoto důvodu byl rezistor na integrátoru nahrazen technologií spínaných kapacitorů, tato technologie nahrazuje klasický rezistor. Velikost odporu je dána řídicí frekvencí. Pro přepínání byl vybrán integrovaný obvod 4053 místo obvodu LTC 1043, který je pro tento účel přímo navržen. Po testování obou obvodů byl však zvolen obvod 4053. Dále pro zajištění stability amplitudy signálu byl do obvodu zařazen zdroj referenčního napětí. Amplituda obou signálů je nastavena na $+2,5\text{ V}$ a $-2,5\text{ V}$. Pro napájení dosavadních prvků bylo nutné zajistit napájení $\pm 5\text{ V}$ z $\pm 15\text{ V}$, proto byl navržen stabilizátor napětí využívající integrovaných obvodů 7805 a 7905. Pro sinusový signál byl použit filtr využívající technologie spínaných kapacitorů od firmy MAXIM. Na základě vypočítaných parametrů byl zvolen typ MAX297. Jelikož je tento filtr přeladitelný, na základě řídicí frekvence byl obvod upraven tak, aby jednotná řídicí frekvence řídila spínaný kapacitor na vstupu integrátoru i filtr. Navržený filtr byl orientačně proměřen i ve speciálním boxu, ve kterém bylo možno regulovat teplotu. Teplota byla testována až do 70°C , při této teplotě filtr vykazoval stále stejné hodnoty. V posledním kroku bylo nutné zhotovit generátor pulzů, který měl za úkol generování řídicí frekvence. Bylo využito jednoduchého zapojení krystalového oscilátoru a dvou děliček napětí s označením IO4024N. Celé zapojení bylo testováno na nepájivém poli a později byla zhotovena deska plošných spojů. Konečný výrobek byl proměřen pro ověření správné funkce. Generovaná frekvence obvodu je tedy od $4,36\text{ Hz}$ po $32,15\text{ kHz}$. Amplituda všech tří signálů je nastavena na $\pm 2,5\text{ V}$.

Zapojení by se dalo rozšířit i o ladění amplitud signálů. K tomu by však bylo nutné navrhnout i laditelný zdroj referenčního napětí. Pro testovací účely této práce postačuje stálá hodnota amplitudy všech tří signálů $\pm 2,5\text{ V}$. Dále by bylo možné obvod navrhnout také pro generování dalších signálů jako jsou například pila nebo napěťové pulzy. Pro generování ostatních signálů by bylo nutné zanést do obvodu další laditelné prvky, což by ovšem mohlo vést k nestabilitě obvodu.

Cílem této práce nebylo navržení nové technologie, pouze uplatnění již známých principů a technologií pro sestavení stabilního generátorů harmonických signálů. Všechny principy a technologie byly přehledně popsány a některé z nich ověřeny řadou měření.

Použitá literatura

- [1] VRÁNA, Jan. *Využití spínaných kapacitorů při realizaci generátorů periodického signálu*. Ostrava, 2012. Bakalářská práce. VŠB - Technická univerzita Ostrava. Vedoucí práce Ing. Zdeněk Tesař.
- [2] BEZDĚK, Miloslav. *Elektronika: [učebnice]*. 1. vyd. České Budějovice: Kopp, 2004. 286 s. ISBN 8072321714.
- [3] PUNČOCHÁŘ, Josef. *Operační zesilovače v elektronice*. 4. dopl. vyd. Praha: BEN – technická literatura, 1999. 494 s. ISBN 80-860-5637-6.
- [4] VEDRAL, Josef et FISHER, Jan. *Elektronické obvody pro měřicí techniku*. 2. vyd. Praha: České vysoké učení technické, 2004. ISBN 8001029662.
- [5] PUNČOCHÁŘ, Josef. Astabilní obvod s reálnými operačními zesilovači. In: *Elektrorevue.cz* [online]. 2002, 10. 1. 2002 [cit. 2015-03-28]. Dostupné z: <http://www.elektrorevue.cz/clanky/02005/index.html>
- [6] VRBA, Kamil. *Technika analogových obvodů a systémů*. 3. vyd. Brno: Rektorát Vysokého učení technického v Brně, 1967.
- [7] BIOLEK, Dalibor. *Obvody se spínanými kapacitory*. [online]. Brno. Dostupné z: http://www.urel.feec.vutbr.cz/web_documents/studium/doc/dre1/2_sw_cap.pdf
- [8] PETRŽELA, Jiří. *Elektrické filtry: filtry se spínanými kapacitory* [online]. 21. 12. 2009 [cit. 2012-03-15]. Dostupné z: <http://www.urel.feec.vutbr.cz/MTEO/belf/spinane%20kapacitory.pdf>
- [9] TŘEČEK, Stanislav. *Aktivní elektrické filtry na bázi obvodů se spínanými kapacitory*. Brno, 2009. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně. Vedoucí práce doc. Ing. Lubomír Brančík, CSc.
- [10] DOSTÁL, Tomáš. *Analýza a syntéza obvodů se spínanými kapacitory*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, 1987.
- [11] DOLEČEK, Jaroslav. *Moderní učebnice elektroniky*. 1. vyd. Praha: BEN – technická literatura, 2009. 271 s. ISBN 978-807-3002-404.
- [12] DOLEČEK, Jaroslav. *Moderní učebnice elektroniky*. 1. vyd. Praha: BEN – technická literatura, 2007. 231 s. ISBN 978-807-3001-872.
- [13] Stabilizátor se Zenerovou diodou. In: *Elektroportal* [online]. [cit. 2015-03-09]. Dostupné z: <http://www.elektroportal.xf.cz/index.php?p=zenerova-dioda>

-
- [14] BRTNÍK, Bohumil. *Základní elektronické obvody*. 1. vyd. Praha: BEN – technická literatura, 2011. ISBN 9788073004088.
- [15] Analog Device: Katalogové listy [online]. In: *Analog.com*. Dostupné z: <http://www.analog.com>
- [16] BARTCH, Hans-Jochen. *Matematické vzorce*. 2. vyd. Praha: Státní nakladatelství technické literatury, 1965.
- [17] URBAN, Lukáš. *Laboratorní úloha zaměřená na obvody se spínanými kapacitory*. Brno, 2009. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně. Vedoucí práce Ing. Jiří Petržela, Ph.D. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=17710.
- [18] HÁJEK, Karel et SEDLÁČEK, Jiří. *Kmitočtové filtry*. 1. vyd. Praha: BEN – technická literatura, 2002. 535 s. ISBN 80-7300-023-7.
- [19] [online]. [cit. 2015-04-09]. Dostupné z: <http://www.rmkk.cz/upravy/vlk/kyvacka.html>
- [20] FILKA, Miloslav. *Diplomní semináře - telekomunikace*. 1. vyd. Brno: VUT, 1989. 301 s. ISBN 80-214-1020-5.
- [21] VRBA, Kamil et VRBA, Radimír et LEGÁT, Pavel et PESLAR, Vít. *Navrhování přístrojů s integrovanými obvody*. 3. vyd. Rektorát Vysokého učení technické v Brně, 1987.
- [22] SCHULZ, Jakub. *Zdroj pro pulzní magnetronové naprašování*. Brno, 2008. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně. Vedoucí práce Šteffan Pavel. Dostupné z: <https://dspace.vutbr.cz/xmlui/handle/11012/1115?show=full>.

Seznam obrázků

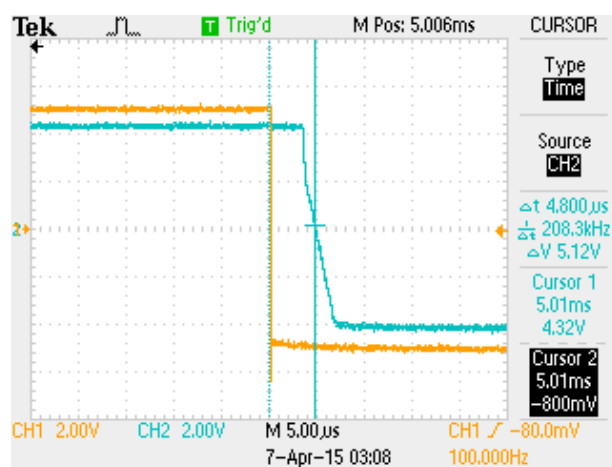
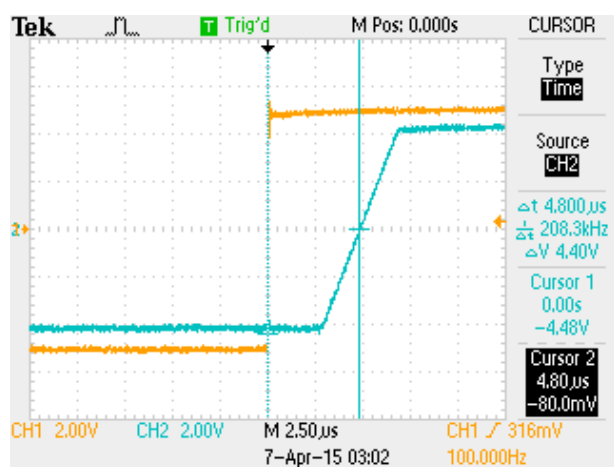
Obr. 2.1 - Schématická značka OZ a označení vývodů na jednom z pouzder.....	2
Obr. 2.2 - Neinvertující zapojení komparátoru a přenosová charakteristika.....	3
Obr. 2.3 - Invertor.....	4
Obr. 2.4 - Integrátor	4
Obr. 2.5 - Kvalitativní časové průběhy napětí $u_p(t)$, $u_o(t)$ pro reálný komparátor OZ2 [5]	7
Obr. 2.6 - Připojení kompenzačního členu $R_K C_K$	8
Obr. 2.7 - Ochrana napájení OZ.....	9
Obr. 3.1 - Základní zapojení generátoru funkcí [6].....	10
Obr. 3.2 - Činnost funkčního generátoru.....	11
Obr. 3.3 - Nejjednodušší funkční generátor.....	12
Obr. 4.1 - Maxwellovo zapojení.....	14
Obr. 4.2 - Simulace rezistoru se dvěma přepínači.....	15
Obr. 4.3 - Zapojení s jedním přepínačem	15
Obr. 5.1 - Výstupní průběh usměrňovače.....	17
Obr. 5.2 - Antisériové zapojení Zenerových diod.....	18
Obr. 5.3 - Symetrický omezovač.....	18
Obr. 6.1 - Stabilizátor se Zenerovou diodou.....	19
Obr. 6.2 - Charakteristika stabilizátoru a) naprázdno, b) se zátěží [14].....	20
Obr. 6.3 - Stabilizátor napětí	21
Obr. 8.1 - Měření základního zapojení generátoru.....	25
Obr. 8.2 - Náhrada komparátoru za dělič.....	25
Obr. 8.3 - Měření SR jednotlivých OZ	27
Obr. 8.4 - Měření zpoždění OZ	28
Obr. 8.5 - Funkce základního generátoru.....	29
Obr. 8.6 - Rozšířené zapojení generátoru.....	30
Obr. 8.7 - Schéma zapojení referenčního zdroje napětí.....	31
Obr. 8.8 - Měření správné funkce rozšířené verze generátoru	33
Obr. 8.9 - Zapojení generátoru s pomocí technologie SC	33
Obr. 8.10 - Graf závislosti procentuální chyby na f_s	36
Obr. 8.11 - Zapojení filtru.....	38
Obr. 8.12 - Měření správné funkce filtru	39
Obr. 8.13 - Zapojení IO 555 [19]	40
Obr. 8.14 - Zapojení jednoduchého kmitočtového syntezátoru [20].....	41
Obr. 8.15 - Generátor pulzů o čtrnácti stupních.....	43

<i>Obr. 8.16 - Měření zapouzdřeného oscilátoru</i>	<i>43</i>
<i>Obr. 9.1 - Zapojení na DPS</i>	<i>44</i>

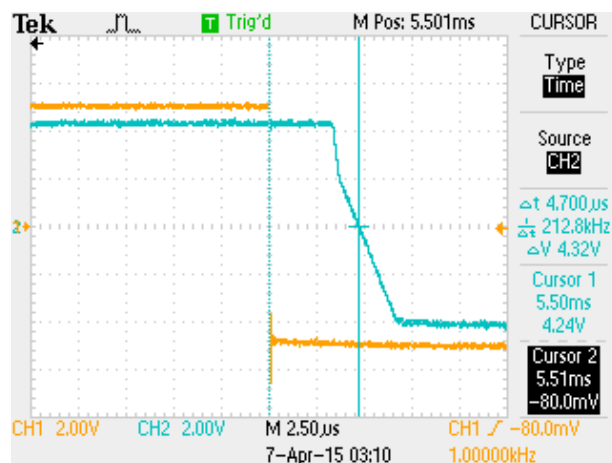
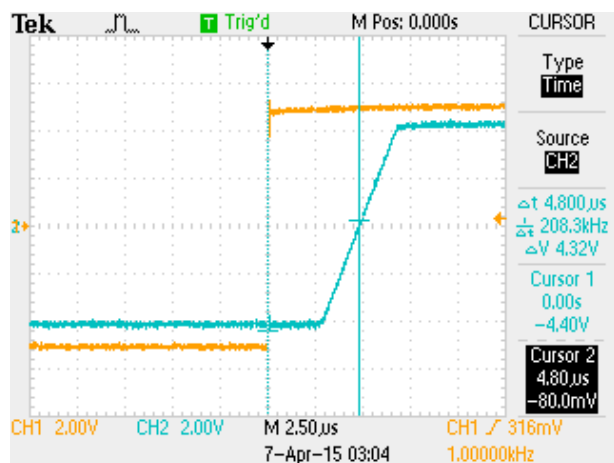
Seznam příloh

Příloha A: Měření zpoždění operačních zesilovačů.....	LII
Příloha B: Měření funkce generátoru se zapojeným SC	LVII
Příloha C: Návrh řádu filtru za pomoci programu NAF	LX
Příloha D: Tabulka dostupných filtrů od firmy MAXIM.....	LXI
Příloha E: Měření správné funkce filtru.....	LXII
Příloha F: Celkové zapojení.....	LXIV
Příloha G: Seznam použitých součástek	LXVI
Příloha H: Měření správné funkce filtru v závislosti na okolní teplotě.....	LXVIII
Příloha I: Měření správné funkce konečného zapojení	LXIX

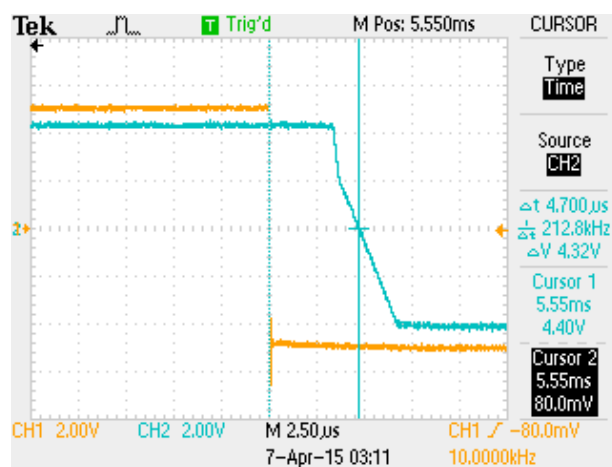
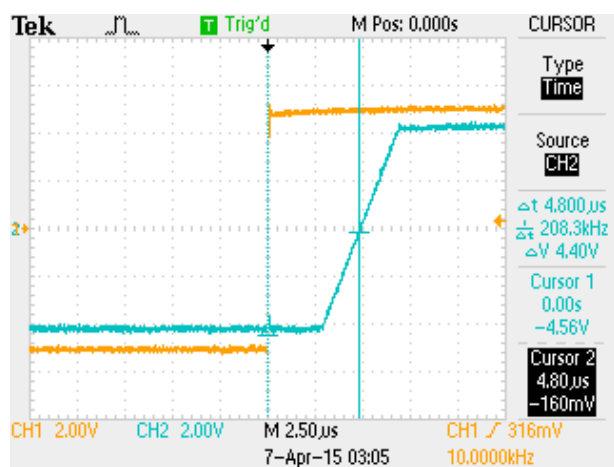
Příloha A: Měření zpoždění operačních zesilovačů



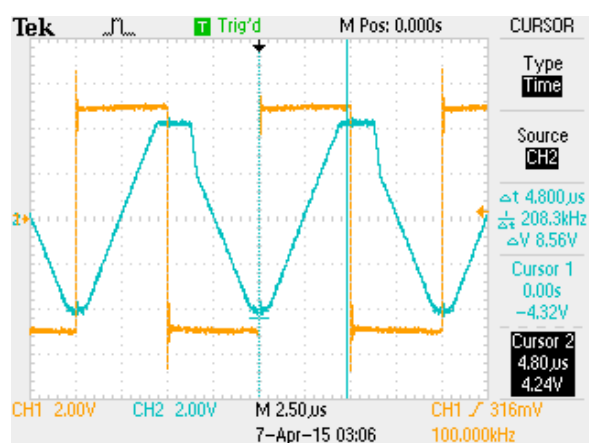
OP27G, frekvence 100 Hz



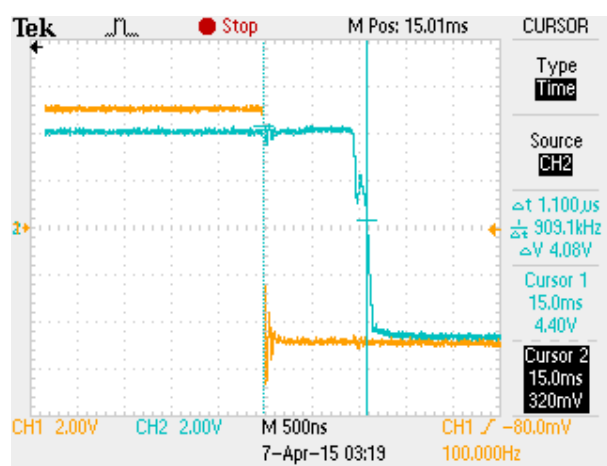
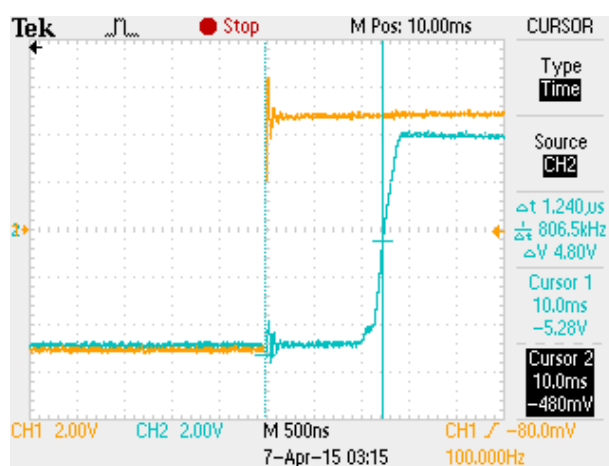
OP27G, frekvence 1 kHz



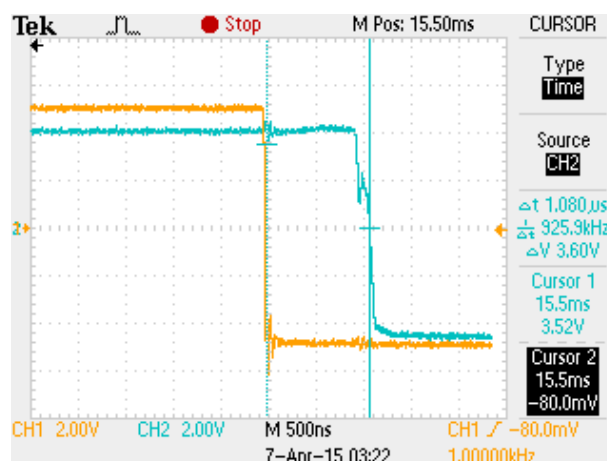
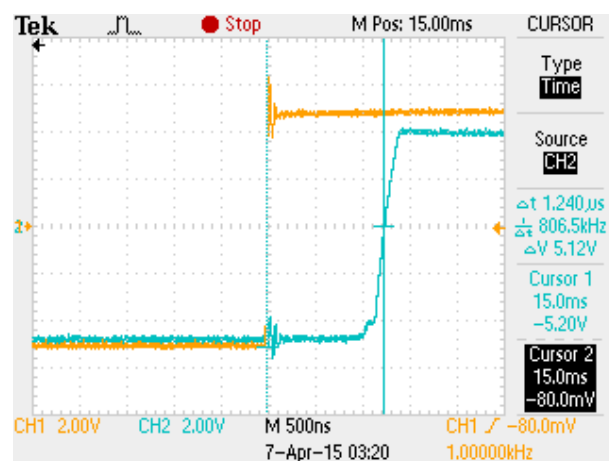
OP27G, frekvence 10 kHz



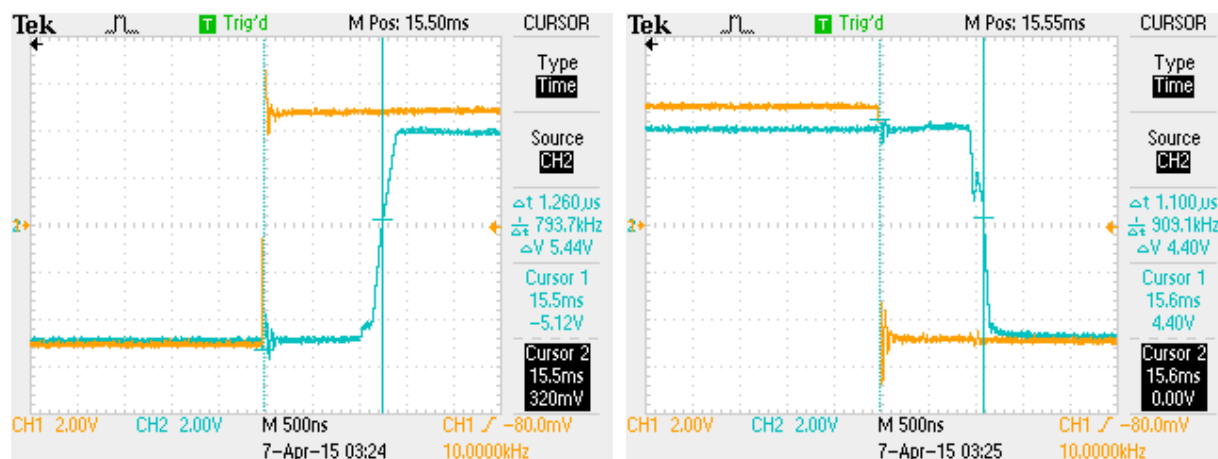
OP27G, frekvence 100 kHz



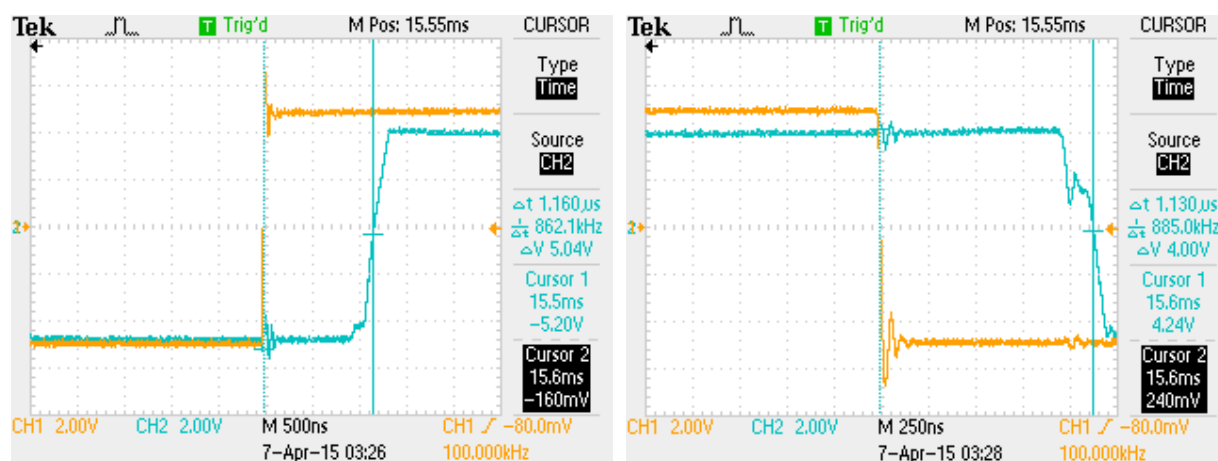
OPA132, frekvence 100 Hz



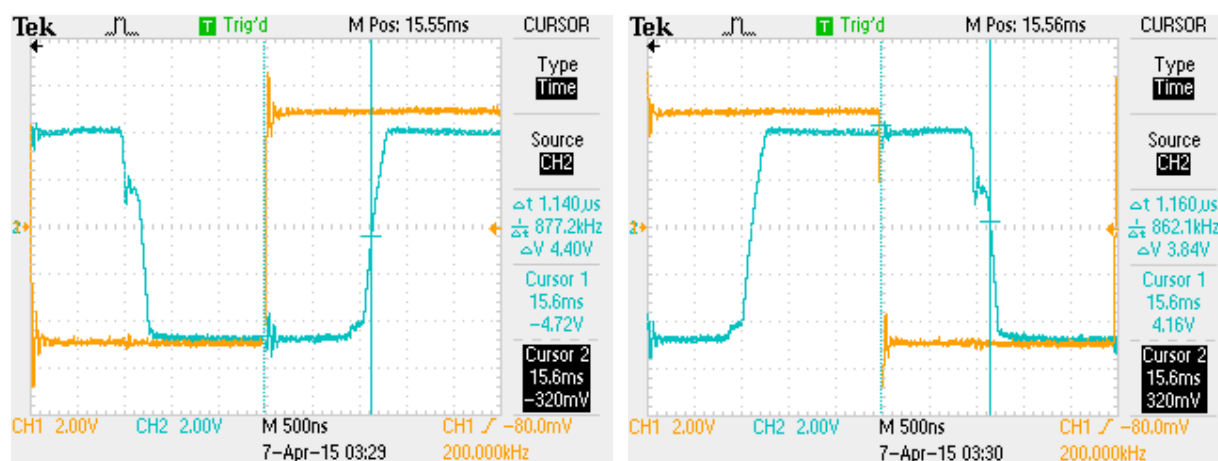
OPA132, frekvence 1 kHz



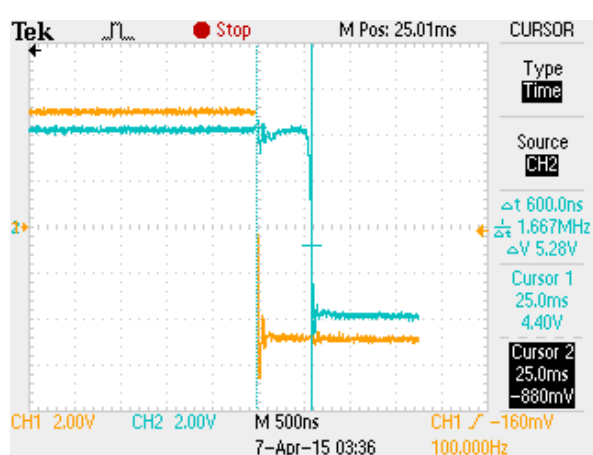
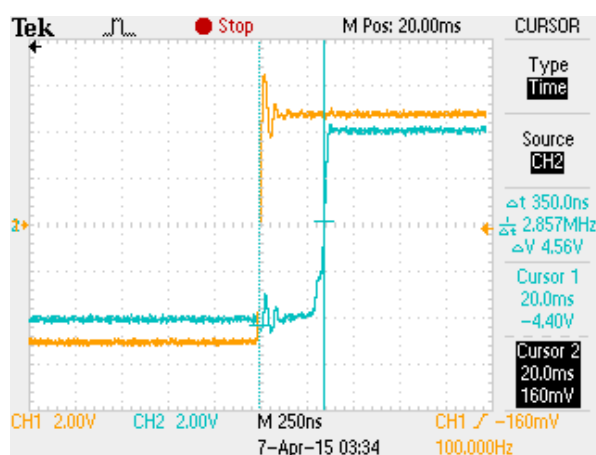
OPA132, frekvence 10 kHz



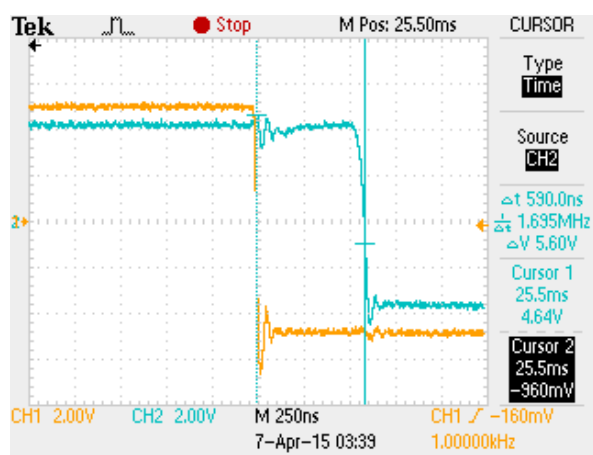
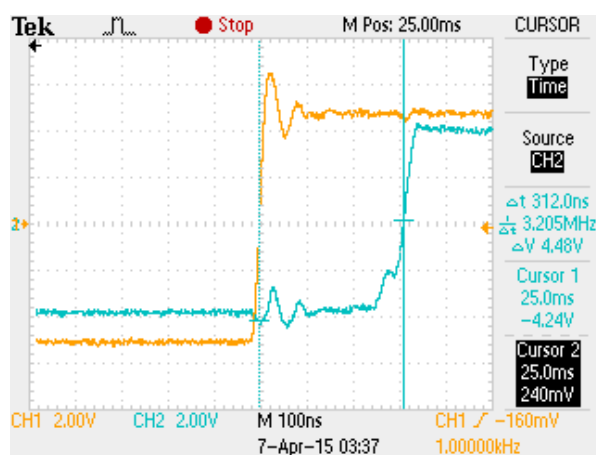
OPA132, frekvence 100 kHz



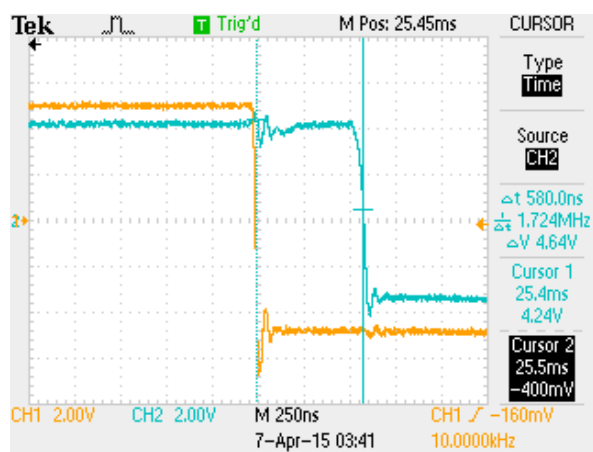
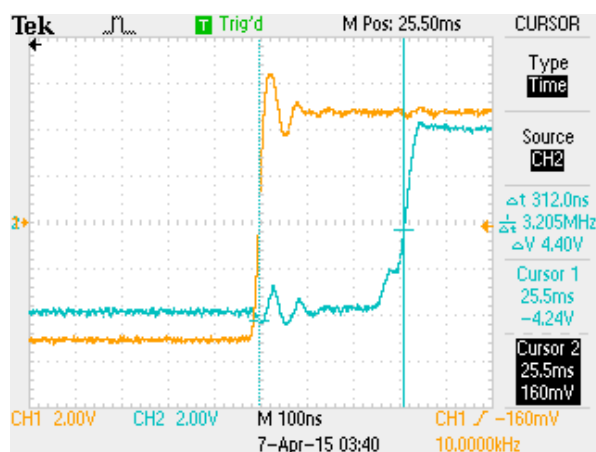
OPA132, frekvence 200 kHz



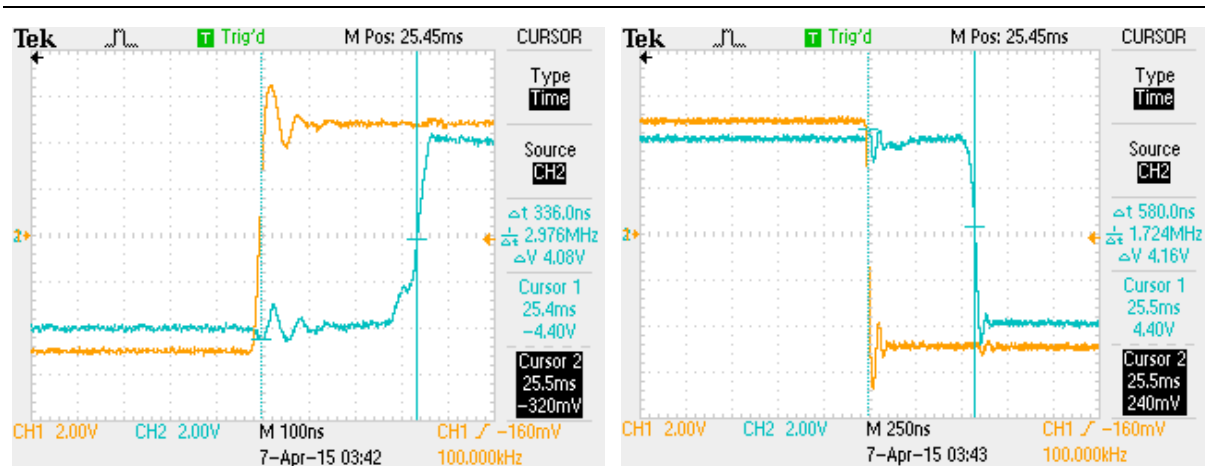
AD847J, frekvence 100 Hz



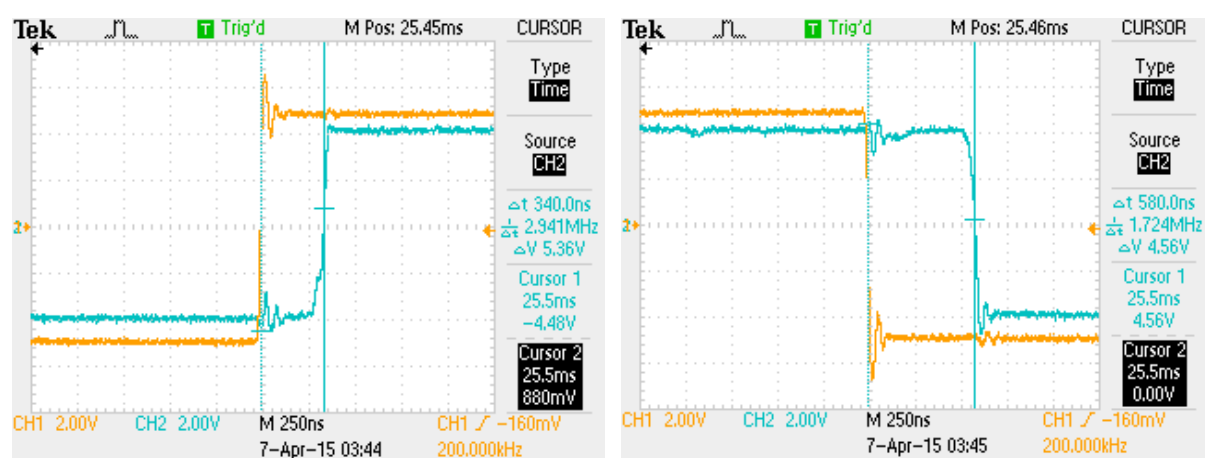
AD847J, frekvence 1 kHz



AD847J, frekvence 10 kHz

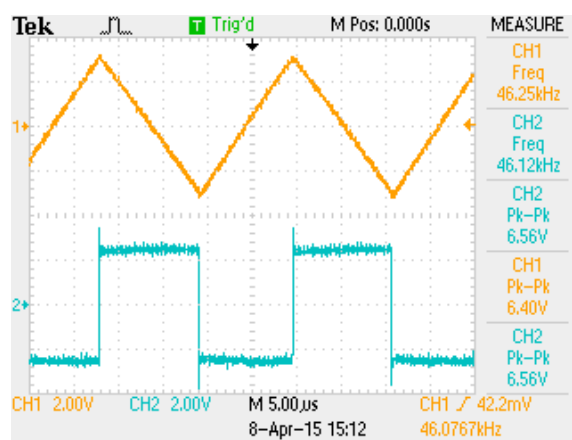
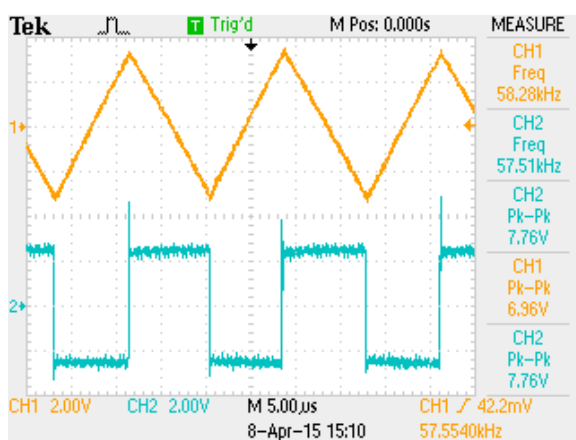


AD847J, frekvence 100 kHz

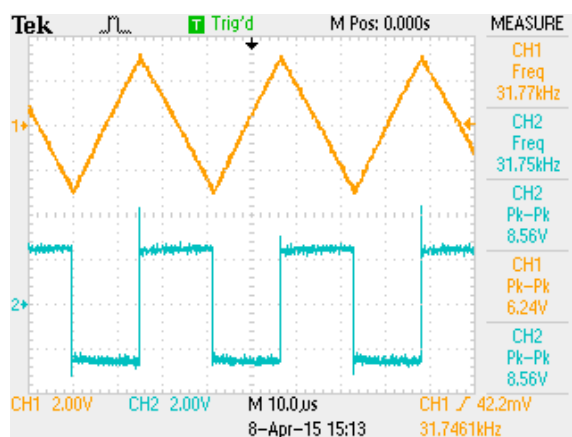
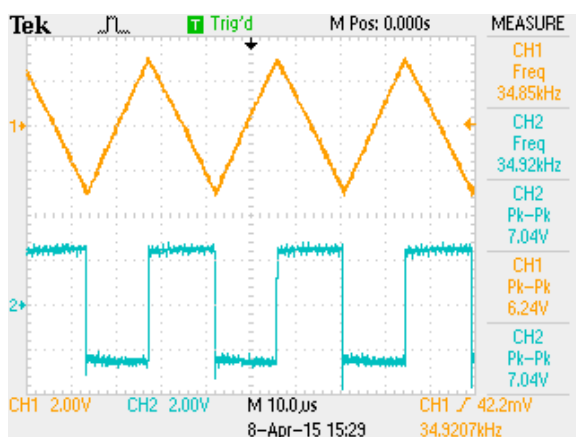


AD847J, frekvence 200 kHz

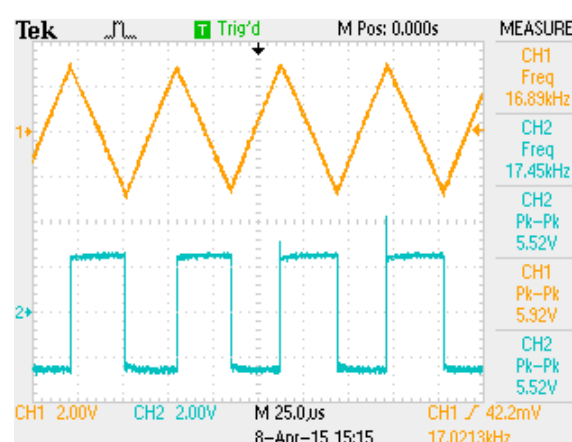
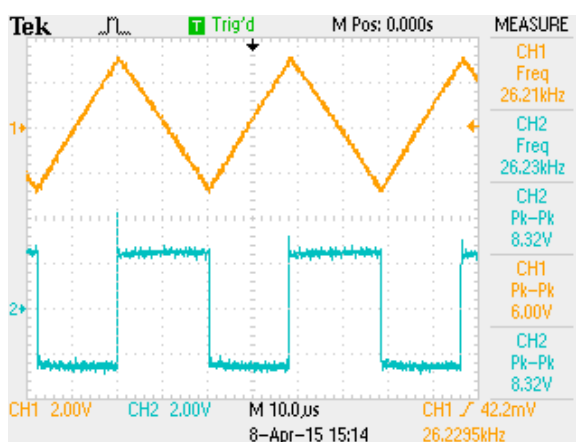
Příloha B: Měření funkce generátoru se zapojeným SC



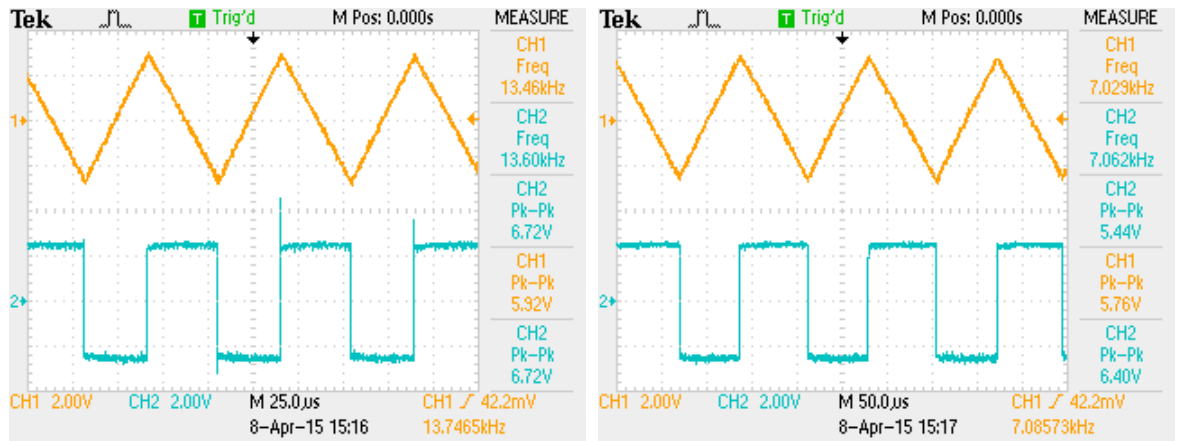
$$f_s = 4 \text{ MHz}, 3 \text{ MHz}$$



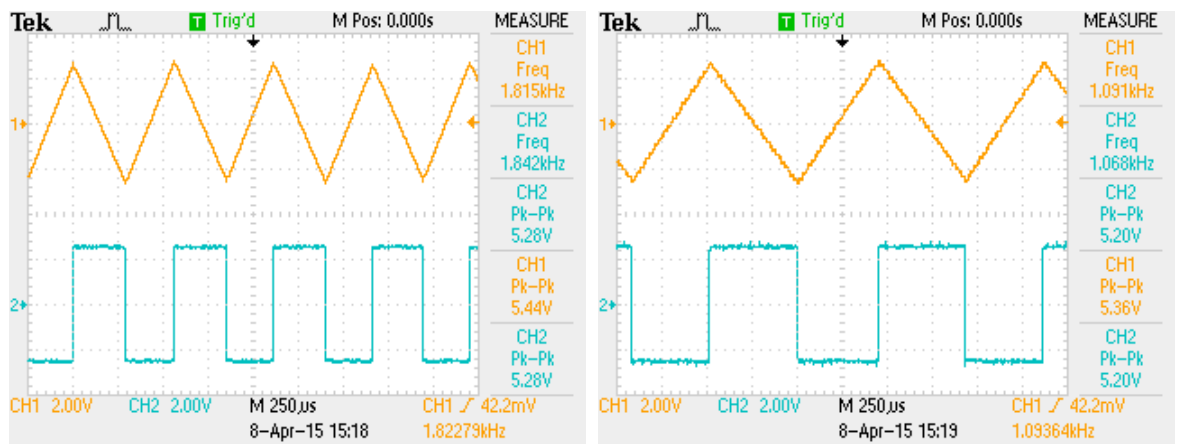
$$f_s = 2,2 \text{ MHz}, 2 \text{ MHz}$$



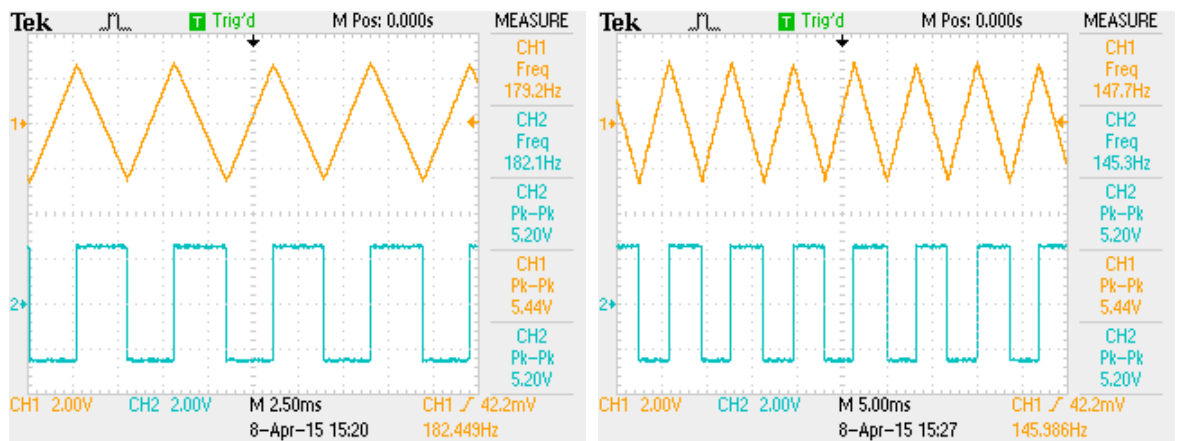
$$f_s = 1,6 \text{ MHz}, 1 \text{ MHz}$$



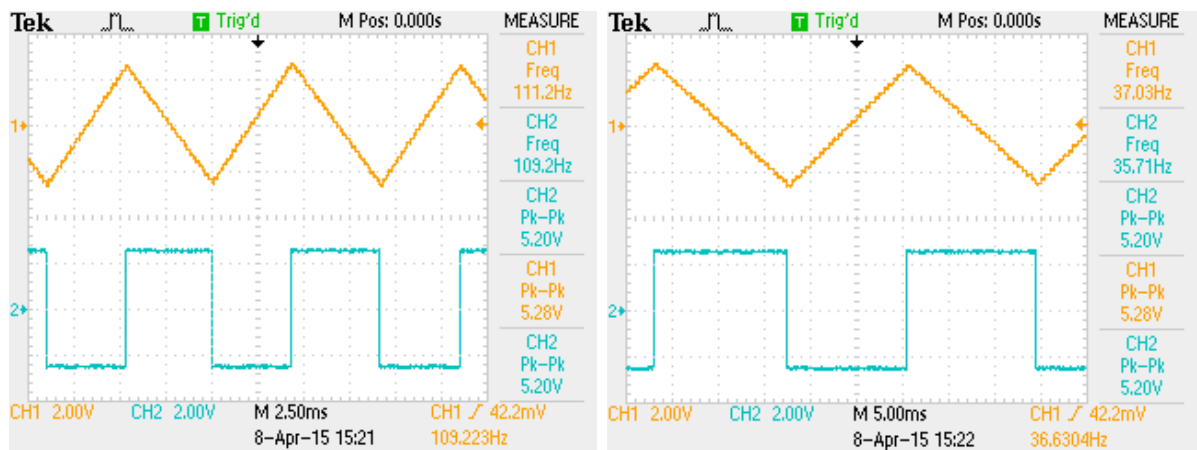
$$f_s = 800 \text{ kHz}, 400 \text{ kHz}$$



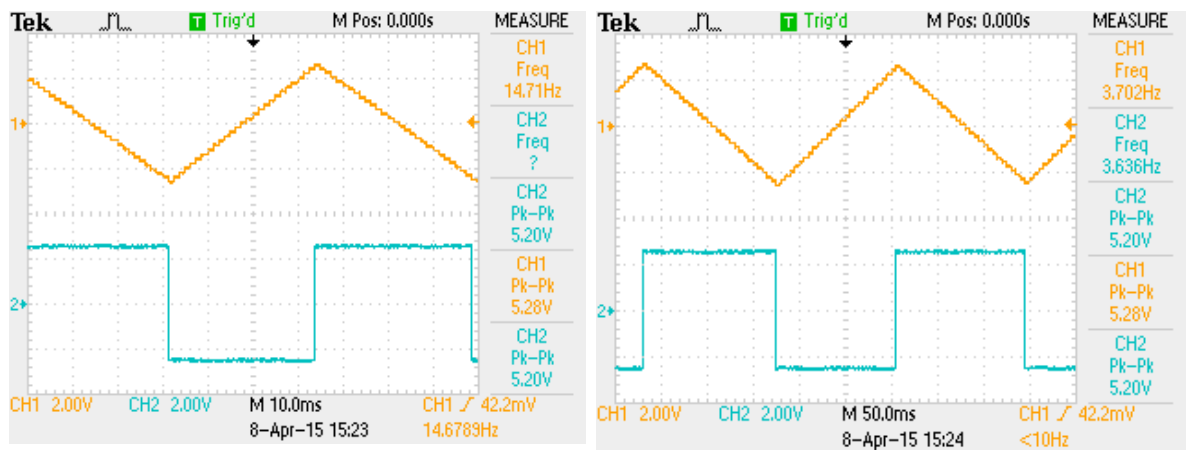
$$f_s = 100 \text{ kHz}, 60 \text{ kHz}$$



$$f_s = 10 \text{ kHz}, 8 \text{ kHz}$$

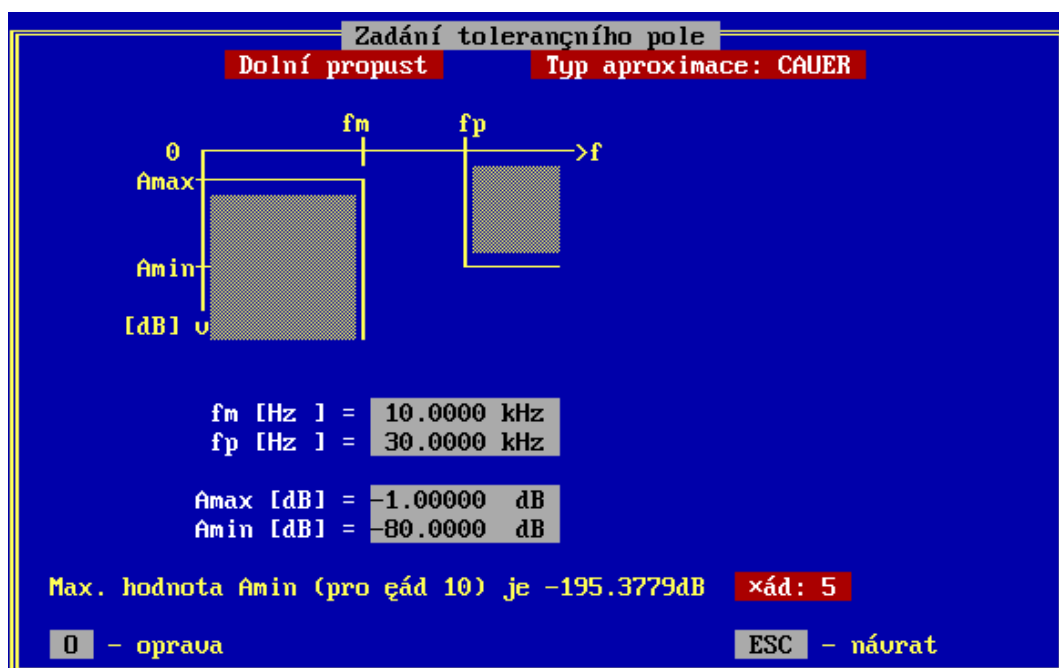


$$f_s = 6 \text{ kHz}, 2 \text{ kHz}$$

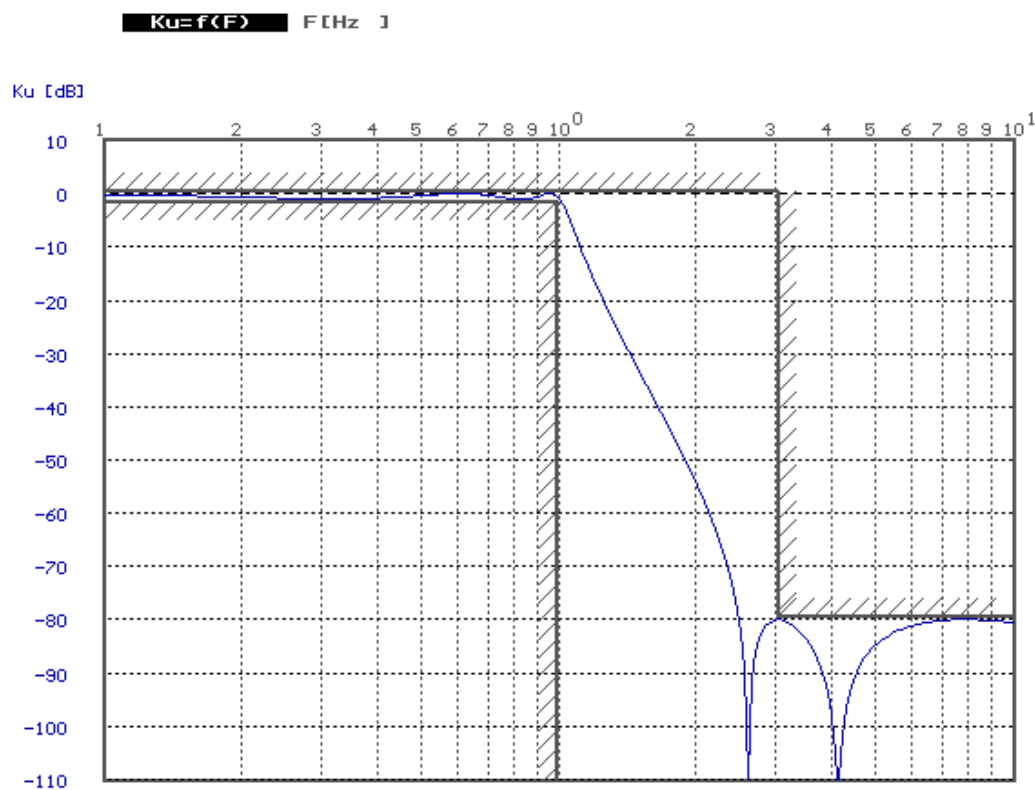


$$f_s = 0,8 \text{ kHz}, 0,2 \text{ kHz}$$

Příloha C: Návrh řádu filtru za pomoci programu NAF



Zadané údaje

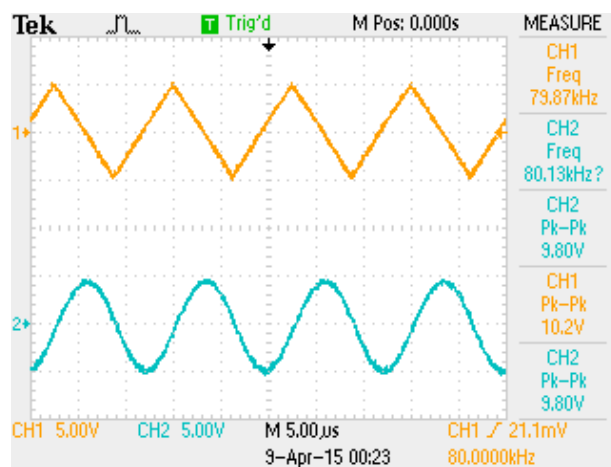
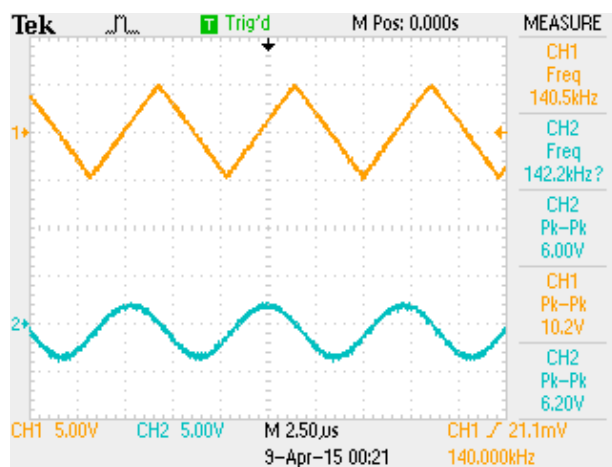


Výsledný graf

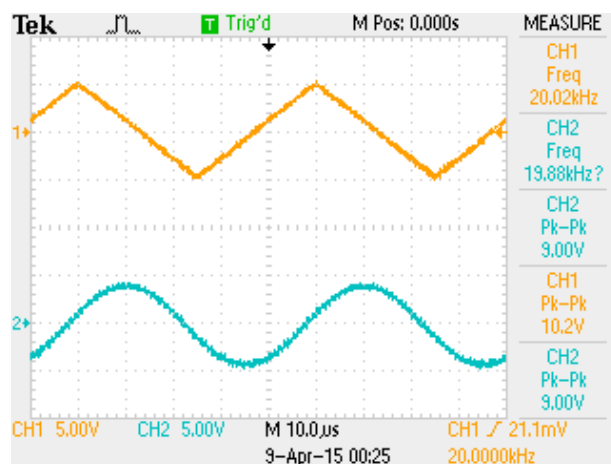
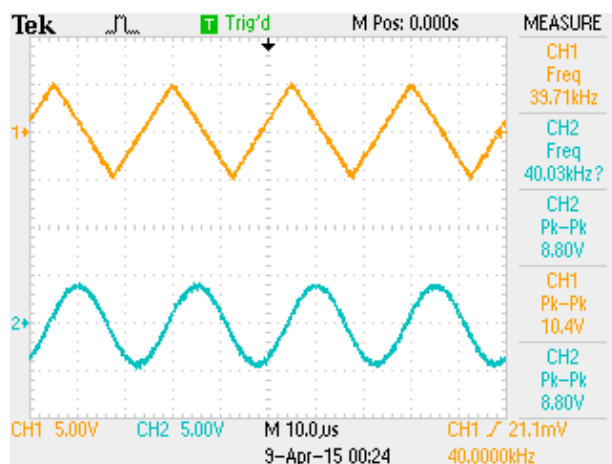
Příloha D: Tabulka dostupných filtrů od firmy MAXIM

<i>označení</i>	<i>řád</i>	<i>typ</i>	<i>aproximace</i>	<i>rozsah $f_{\text{mezní}}$ [Hz]</i>	<i>$f_s/f_{\text{mezní}}$</i>	<i>poznámka</i>
MAX291	8	DP	Butterworth	0,1-25000	100:1	-
MAX292	8	DP	Bessel	0,1-25000	100:1	-
MAX293	8	DP	Cauer	0,1-25000	100:1	$f_{\text{nulá}}/f_{\text{mezní}}=1,5$, 78dB, zvlnění 0,15dB
MAX294	8	DP	Cauer	0,1-25000	100:1	$f_{\text{nulá}}/f_{\text{mezní}}=1,2$, 58dB, zvlnění 0,27dB
MAX295	8	DP	Butterworth	0,1-50000	50:1	-
MAX296	8	DP	Bessel	0,1-50000	50:1	-
MAX297	8	DP	Cauer	0,1-50000	50:1	$f_{\text{nulá}}/f_{\text{mezní}}=1,5$, 79dB, zvlnění 0,23dB
LTC1064-1	8	DP	Cauer	do 20000*)	100:1	$f_{\text{nulá}}/f_{\text{mezní}}=1,5$, 68dB, zvlnění 0,15dB

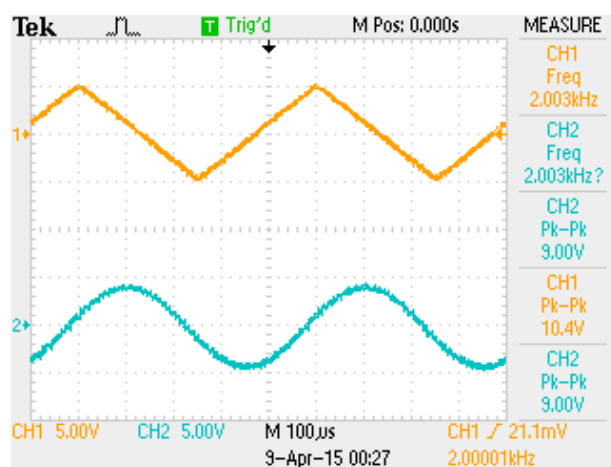
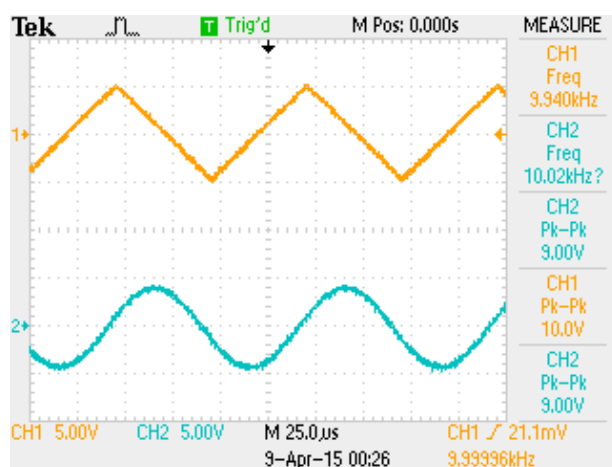
Příloha E: Měření správné funkce filtru



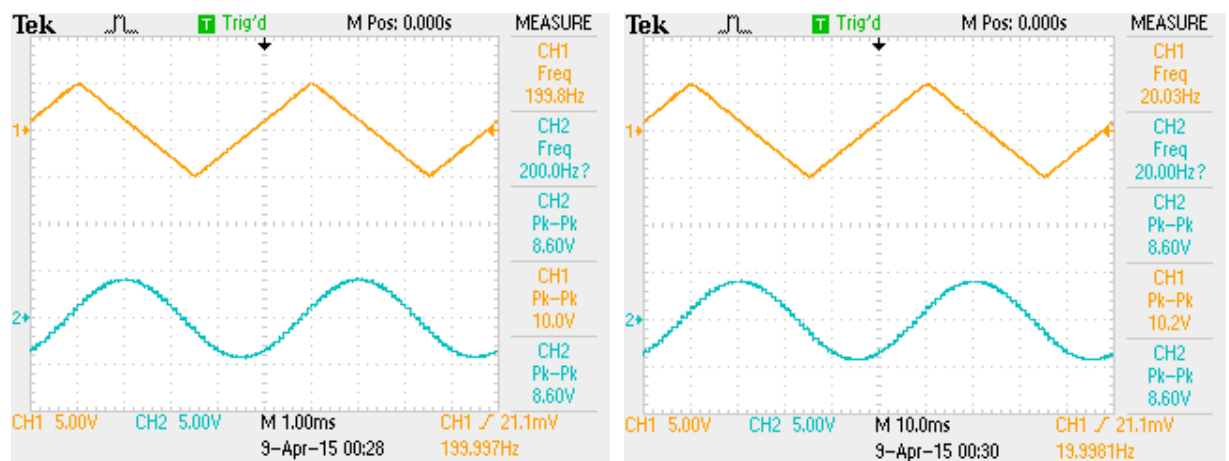
$$f_s = 8 \text{ MHz}, 4 \text{ MHz}$$



$$f_s = 2 \text{ MHz}, 1 \text{ MHz}$$

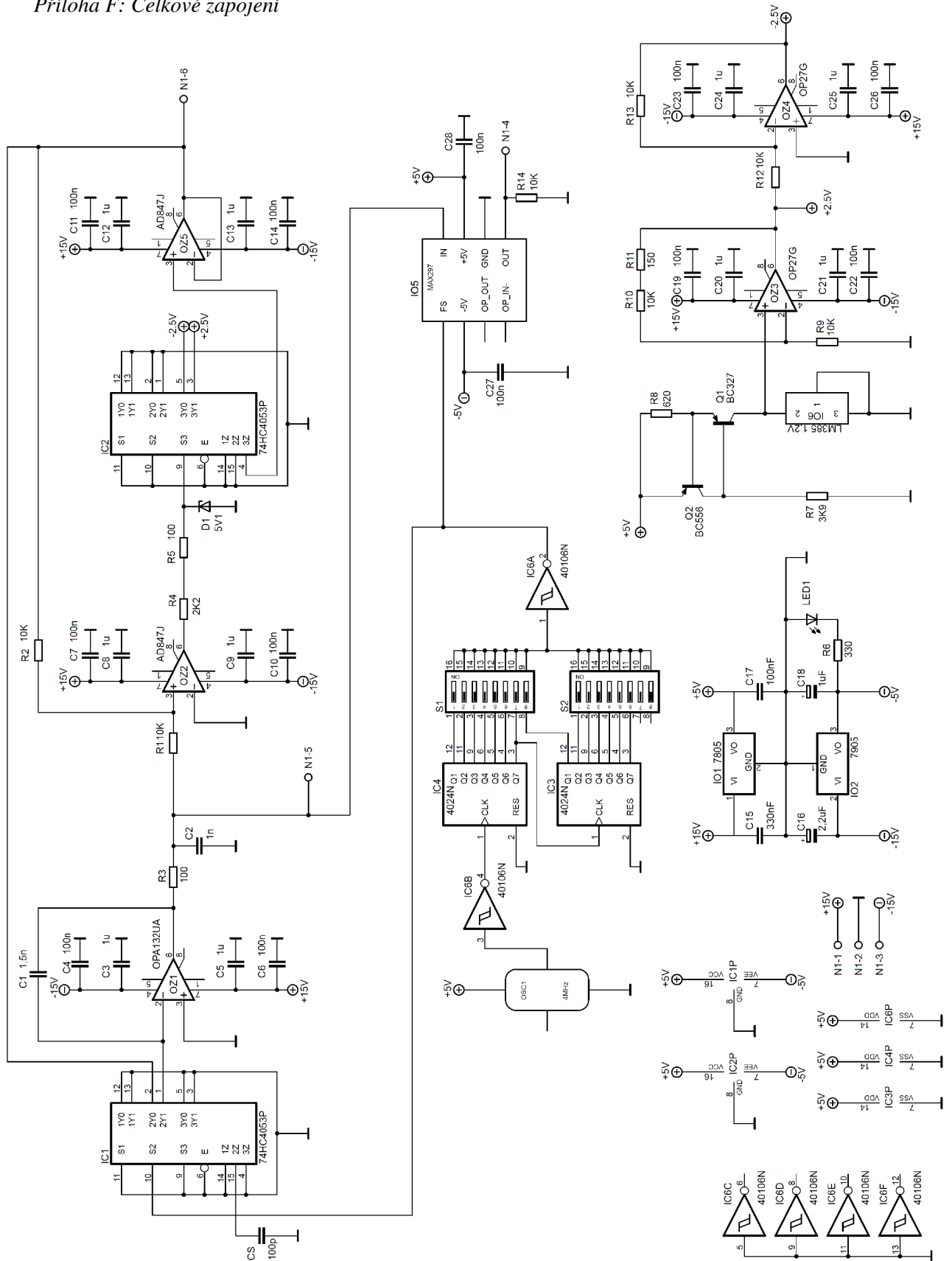


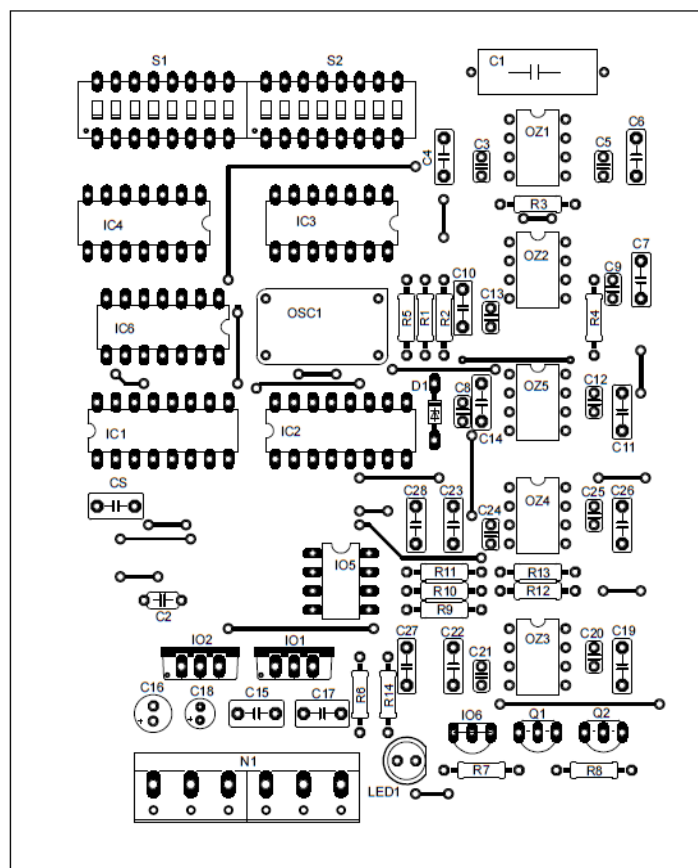
$$f_s = 500 \text{ kHz}, 100 \text{ kHz}$$



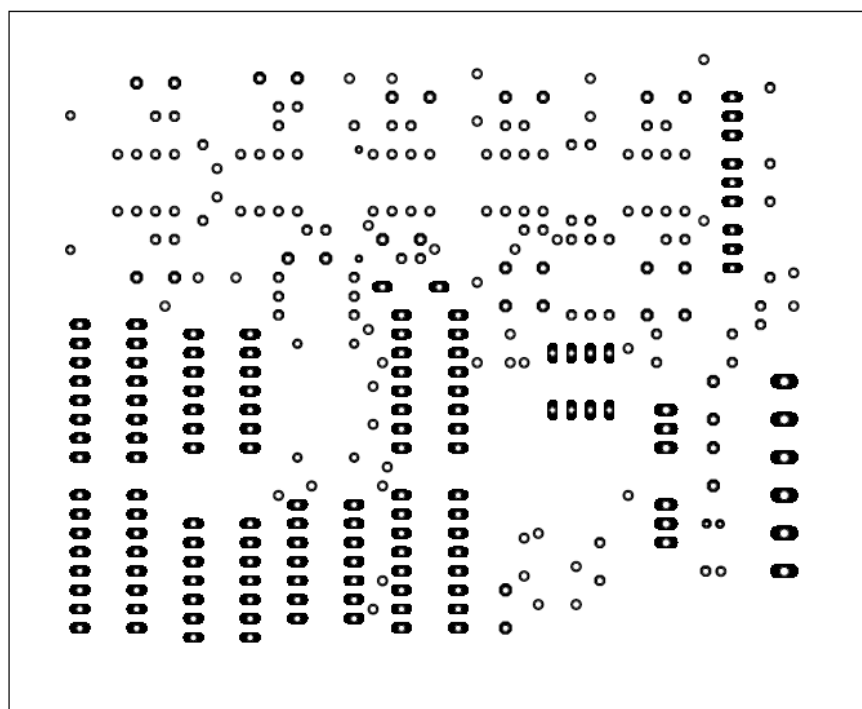
$$f_s = 10 \text{ kHz}, 1 \text{ kHz}$$

Příloha F: Celkové zapojení





Rozmístění součástek



Vrtací plán

Příloha G: Seznam použitých součástek

Kondenzátory:

C1	1,5nF
C2	1nF
C3	1uF
C4	100nF
C5	1uF
C6	100nF
C7	100nF
C8	1uF
C9	1uF
C10	100nF
C11	100nF
C12	1uF
C13	1uF
C14	100nF
C15	330nF
C16	2,2uF
C17	100nF
C18	1uF
C19	100nF
C20	1uF
C21	1uF
C22	100nF
C23	100nF
C24	1nF
C25	1nF
C26	100nF
C27	100nF
C28	100nF
CS	100pF

Rezistory:

R1	10K
R2	10K
R3	100Ω
R4	2K2
R5	100 Ω
R6	330 Ω
R7	3K9
R8	620 Ω
R9	10K
R10	10K
R11	150 Ω
R12	10K
R13	10K
R14	10K

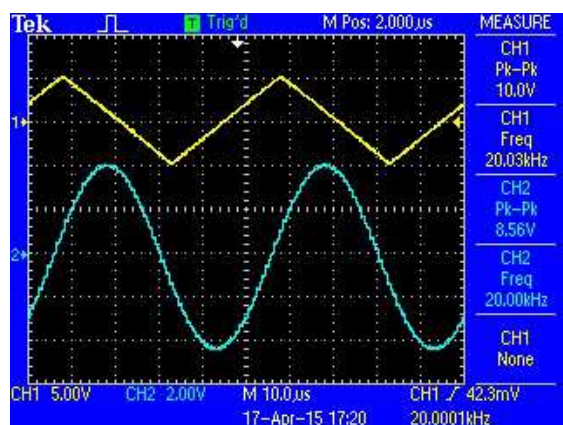
Ostatní součástky:

D1	Zenerova dioda 5V1
LED1	Zelená LED 5mm
N1	Svorkovnice
OSC1	Integrovaný krystalový oscilátor
Q1	Tranzistor BC327
Q2	Tranzistor BC556
S1	Přepínač DIL
S2	Přepínač DIL

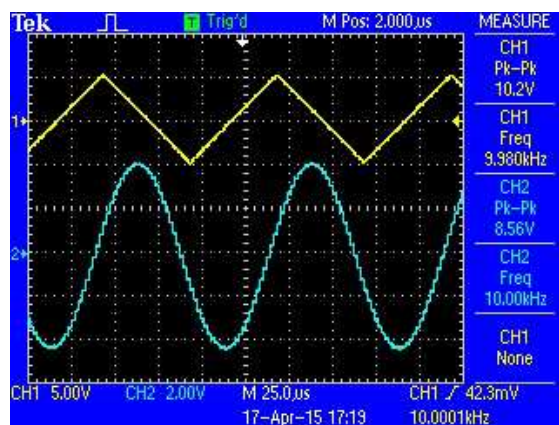
Integrované obvody:

IC1	74HC4053P
IC2	74HC4053P
IC3	4024N
IC4	4024N
IC6	40106N
IO1	7805
IO2	7905
IO5	MAX297
IO6	LM385 na 2,5 V
OZ1	OPA132UA
OZ2	AD847J
OZ3	OP27G
OZ4	OP27G
OZ5	AD847J

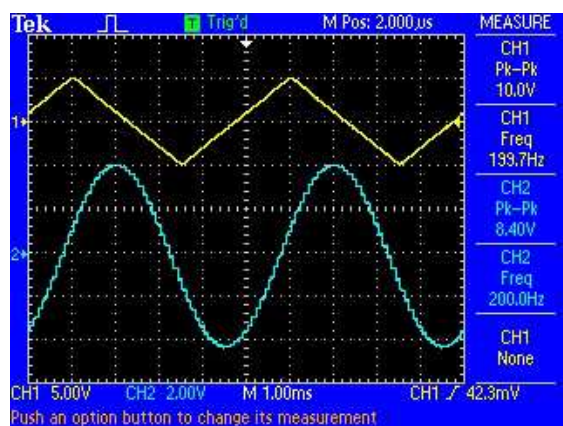
Příloha H: Měření správné funkce filtru v závislosti na okolní teplotě



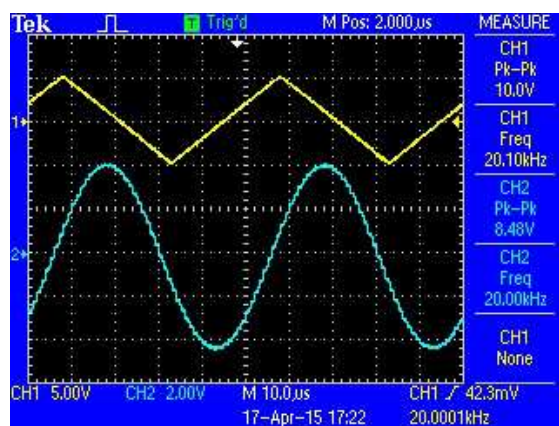
$$f_{gen} = 20 \text{ kHz}, 24 \text{ }^{\circ}\text{C}$$



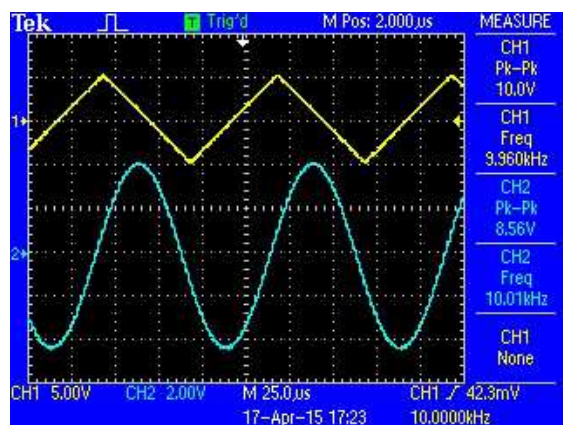
$$f_{gen} = 10 \text{ kHz}, 24 \text{ }^{\circ}\text{C}$$



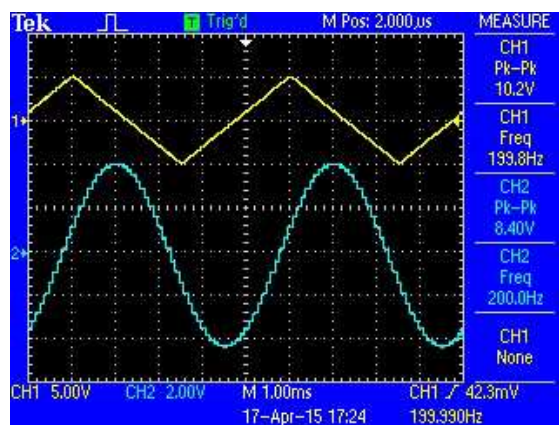
$$f_{gen} = 0,2 \text{ kHz}, 24 \text{ }^{\circ}\text{C}$$



$$f_{gen} = 20 \text{ kHz}, 34 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

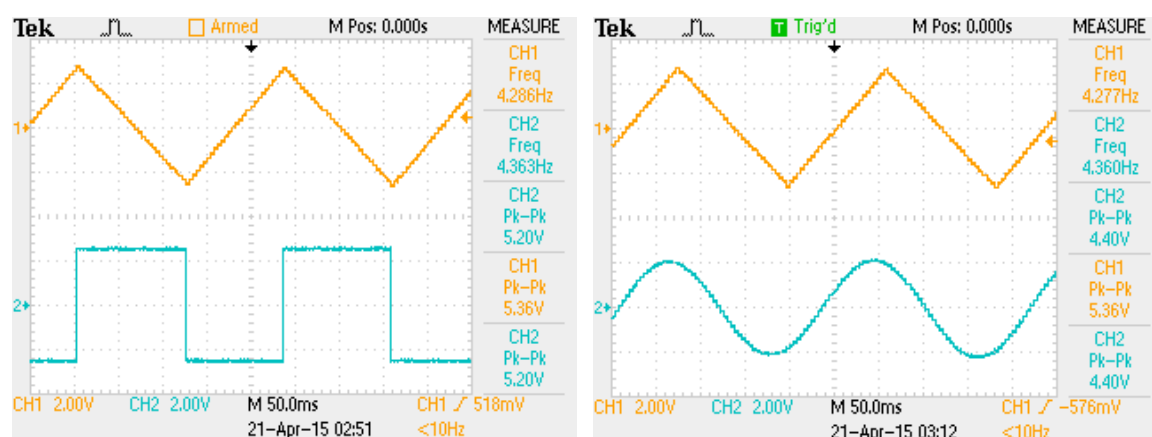


$$f_{gen} = 10 \text{ kHz}, 34 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

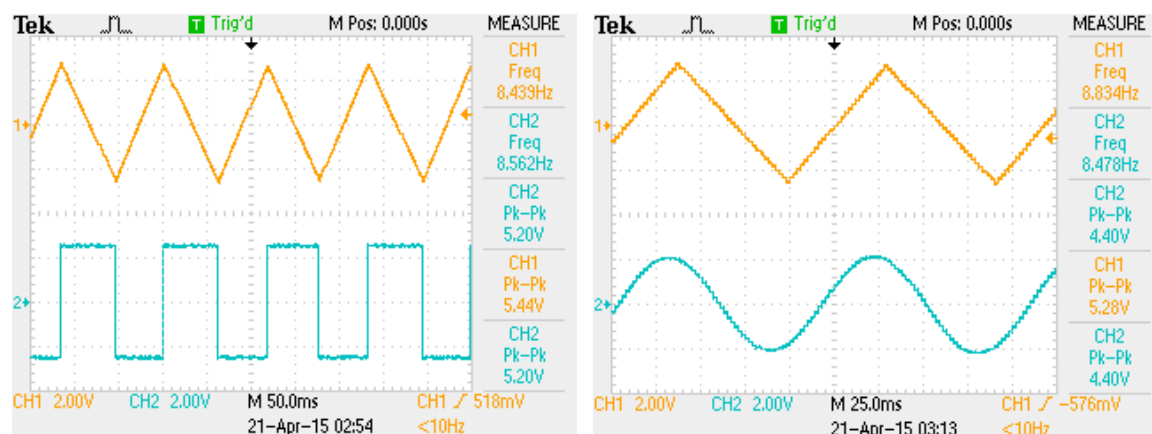


$$f_{gen} = 0,2 \text{ kHz}, 34 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

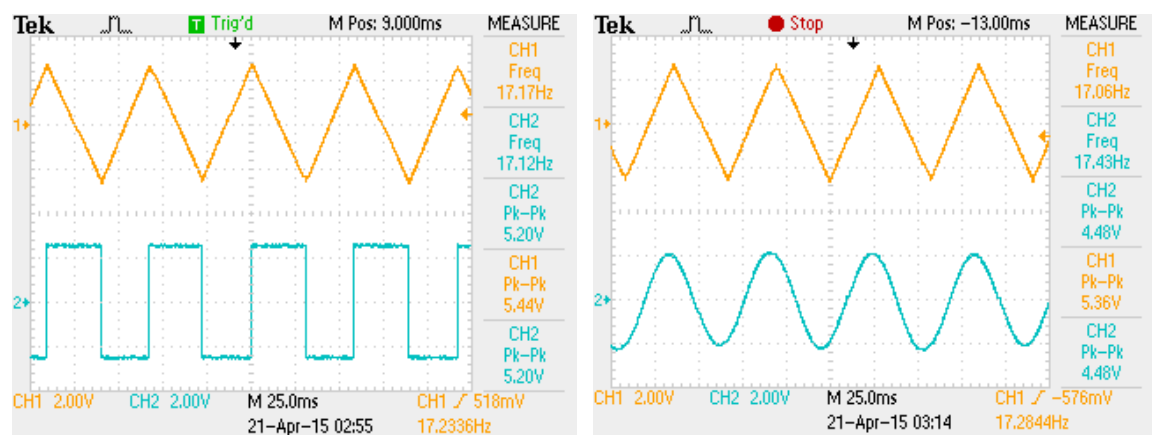
Příloha I: Měření správné funkce konečného zapojení



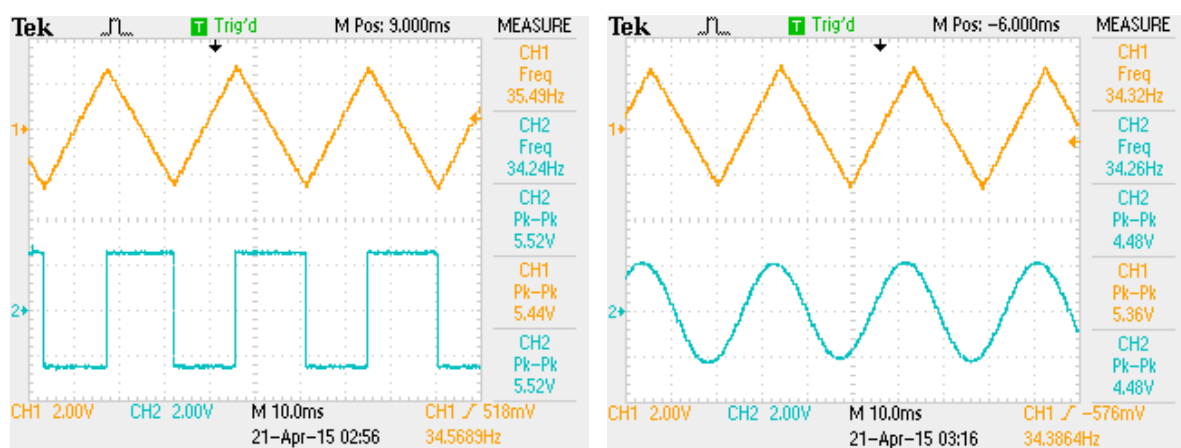
$$f_s = 0,2445 \text{ kHz}$$



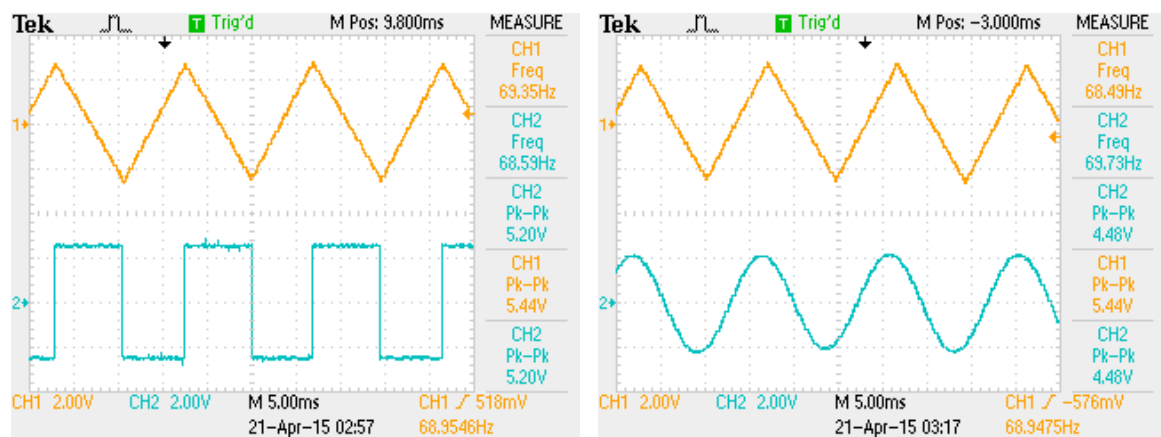
$$f_s = 0,4878 \text{ kHz}$$



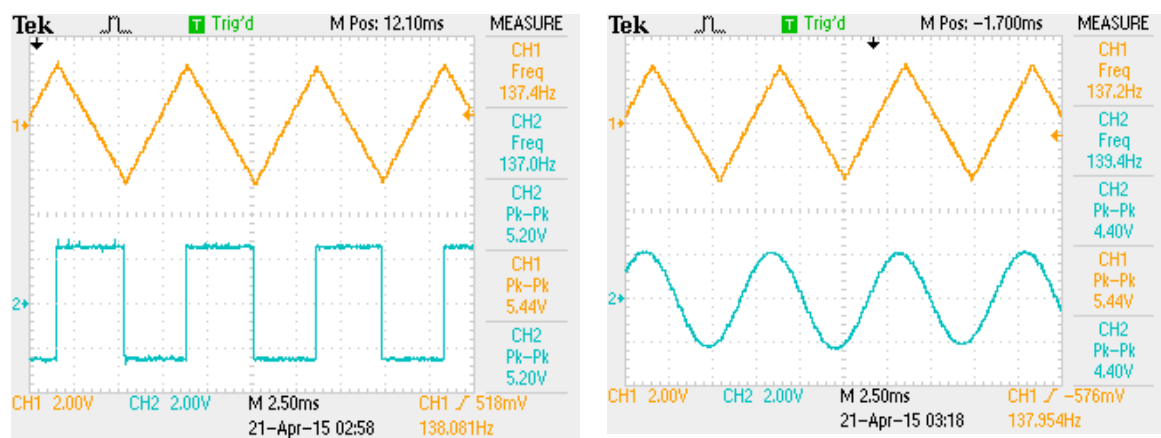
$$f_s = 0,9804 \text{ kHz}$$



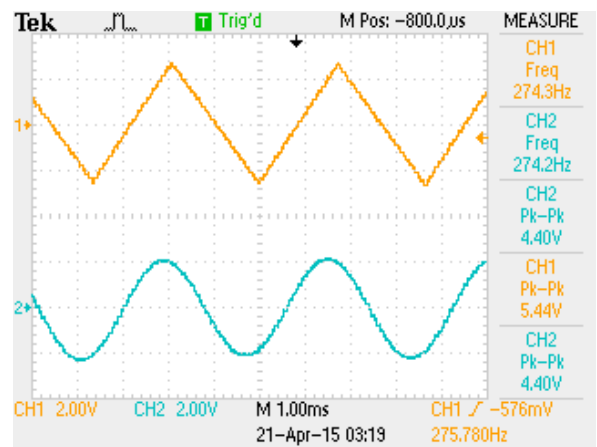
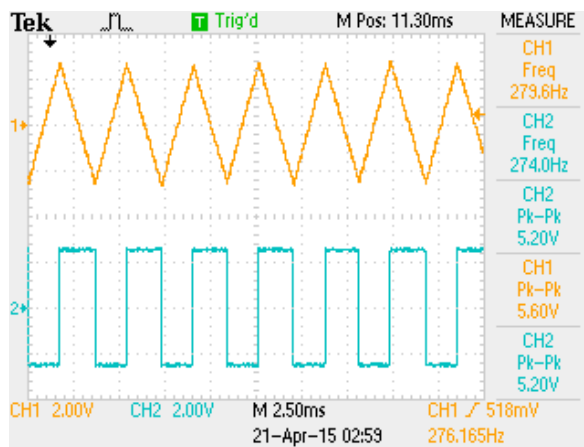
$$f_s = 1,923 \text{ kHz}$$



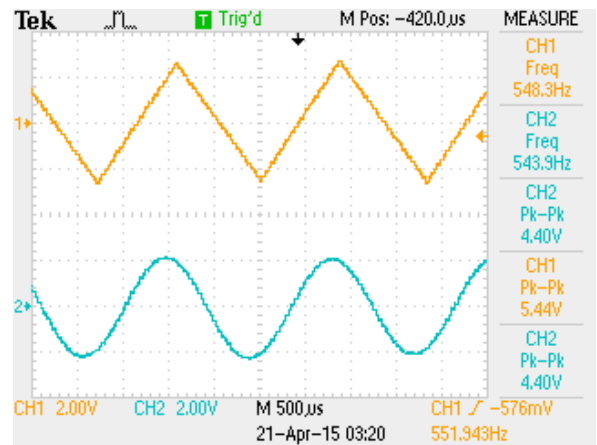
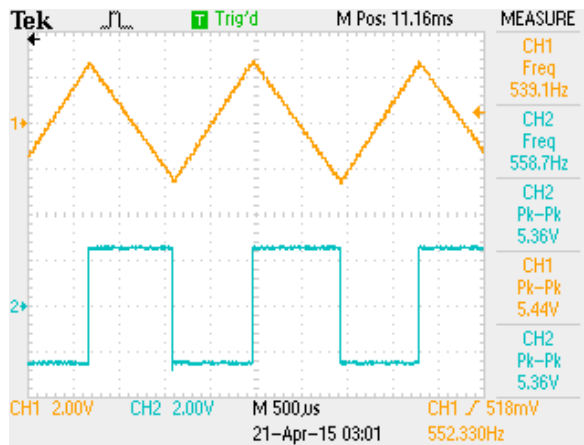
$$f_s = 3,906 \text{ kHz}$$



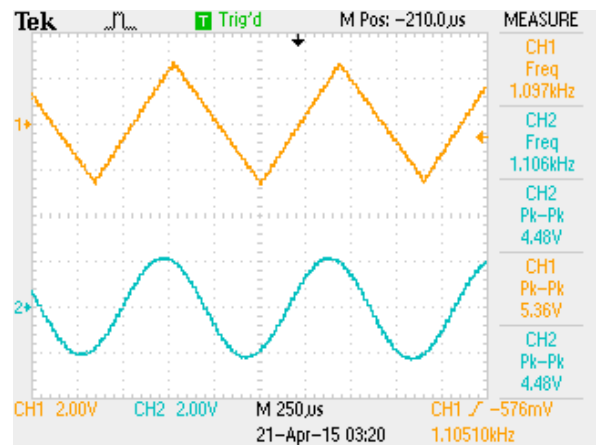
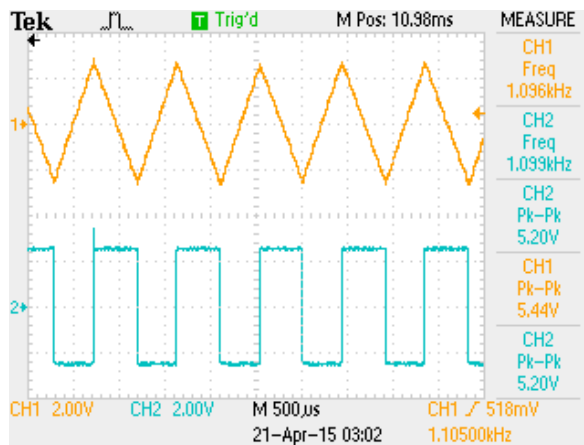
$$f_s = 7,815 \text{ kHz}$$



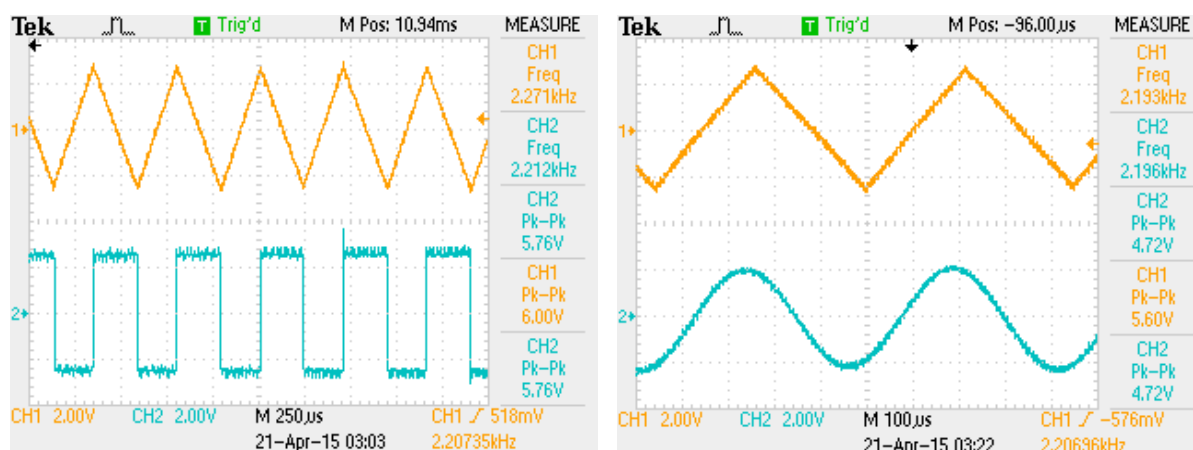
$$f_s = 15,63 \text{ kHz}$$



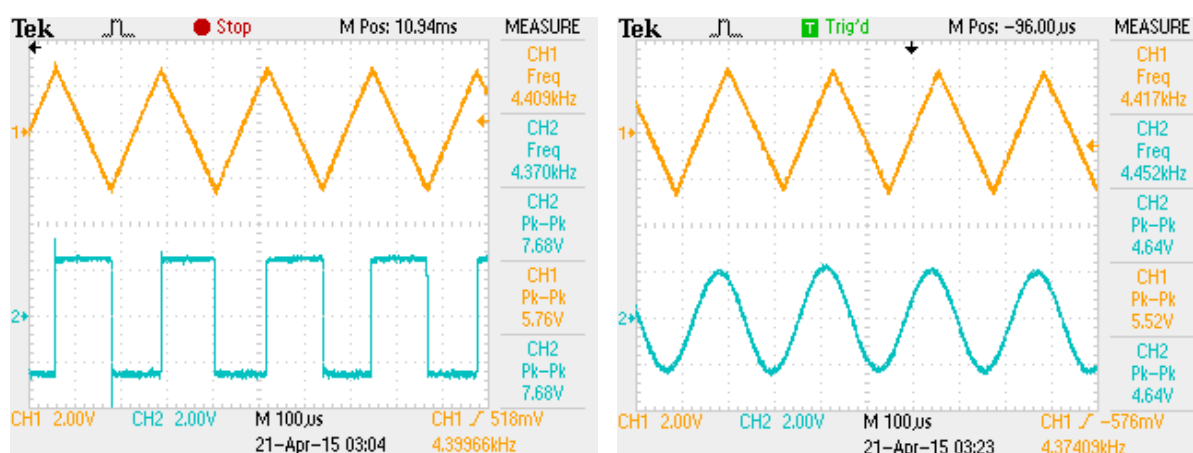
$$f_s = 31,25 \text{ kHz}$$



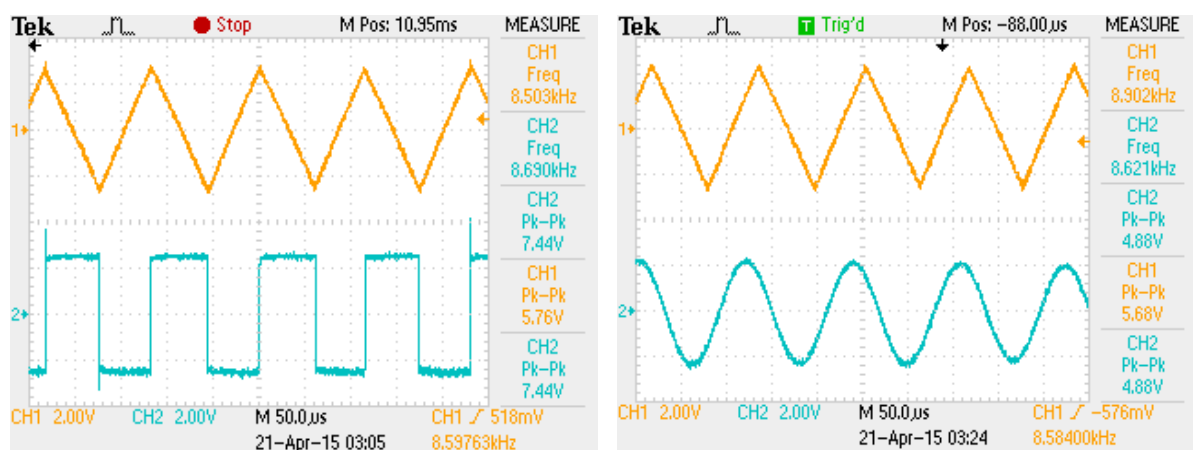
$$f_s = 62,50 \text{ kHz}$$



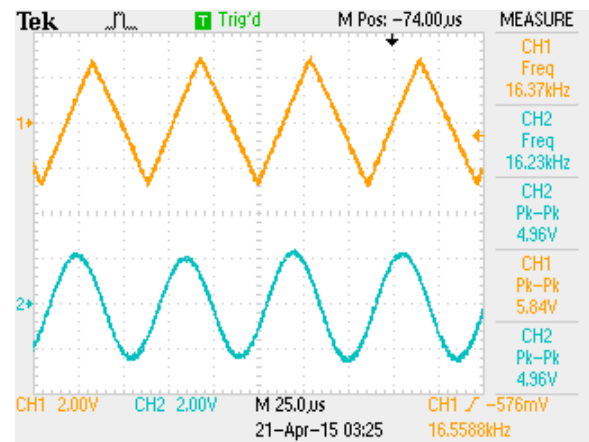
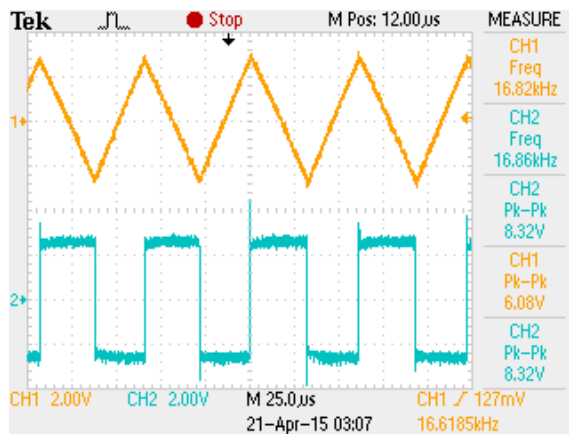
$$f_s = 125,0 \text{ kHz}$$



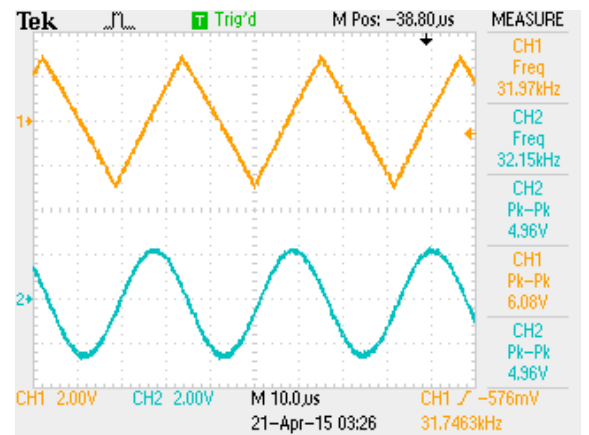
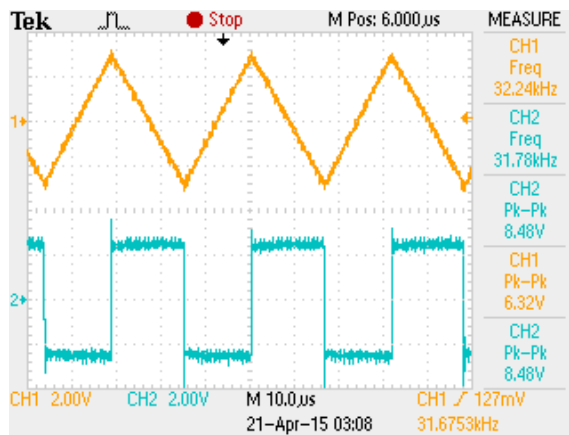
$$f_s = 250,0 \text{ kHz}$$



$$f_s = 500,2 \text{ kHz}$$



$$f_s = 1 \text{ MHz}$$



$$f_s = 2 \text{ MHz}$$